



19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENT- UND
MARKENAMT

12 Patentschrift
10 DE 196 39 178 C 2

51 Int. Cl.⁷:
B 62 D 5/04
H 02 P 7/00
// B62D 153:00

21 Aktenzeichen: 196 39 178.4-21
22 Anmeldetag: 24. 9. 1996
23 Offenlegungstag: 27. 3. 1997
25 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 16. 8. 2001

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

30 Unionspriorität:

7-269041 25. 09. 1995 JP
7-269042 25. 09. 1995 JP

73 Patentinhaber:

NSK Ltd., Tokio/Tokyo, JP

74 Vertreter:

HOFFMANN · EITLE, 81925 München

72 Erfinder:

Endo, Shuji, Maebashi, Gunma, JP; Itakura, Yusuke,
Maebashi, Gunma, JP; Kobayashi, Hideyuki,
Maebashi, Gunma, JP

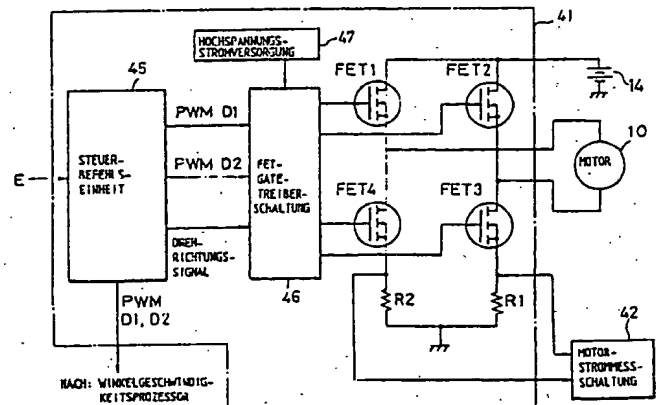
56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht
gezogene Druckschriften:

DE 44 02 423 A1
JP 05-10 270 B2

DE 196 39 178 C 2

54 Steuervorrichtung für elektrisches Lenkservosystem

57 Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem, welches eine Rückkopplungssteuervorrichtung (24, 25, 26, 27) aufweist, um einen Abtriebswert eines Motors (M; 10) zu steuern, der eine Lenkhilfskraft an einen Lenkmechanismus (1, 2, 4, 5a, 5b, 7, 8) abgibt, entsprechend einem Wert (E) eines Stromsteuersignals, das aus einem Lenkkrathilfsvorgabewert (iref) berechnet wird, der auf der Grundlage eines Lenkdrehmomentsignals berechnet wird, das zumindest auf eine Lenkwelle (2) einwirkt, und auf der Grundlage eines festgestellten Motorstromwertes (I), wobei die Steuervorrichtung für das elektrische Lenkservosystem aufweist:
eine Motortreibervorrichtung (41), welche eine Stromversorgung (14) über die Eingangsklemmen einer H-Brückenschaltung anlegt, die durch Verbindung von vier Halbleiterelementen (FET1, FET2, FET3, FET4) und Anschluß des Motors (M; 10) an die Ausgangsklemmen der H-Brückenschaltung gebildet wird, wobei zwei Halbleiterelemente (FET1, FET4) paarweise in einem ersten Arm und zwei Halbleiterelemente (FET2, FET3) paarweise in einem zweiten Arm der H-Brückenschaltung vorgesehen sind; und
eine Steuervorrichtung (45) zum Treiben der Halbleiterelemente (FET1, FET4) des ersten Arms mit einem PWM-Signal, das ein erstes Tastverhältnis (D1) hat, das auf der Grundlage des Werts (E) des Stromsteuersignals festgelegt wird, und zum Treiben der Halbleiterelemente (FET2, FET3) des zweiten Arms mit einem PWM-Signal, das ein zweites Tastverhältnis (D2) hat, das eine Funktion (f) des ersten Tastverhältnisses (D1) ist.



DE 196 39 178 C 2

Beschreibung

Die vorliegende Erfindung betrifft eine Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem.

Aus der DE 44 02 423 A1 ist eine Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem bekannt, welches eine Rückkopplungssteuervorrichtung aufweist, um einen Abtriebswert eines Motors zu steuern, um eine Lenkhilfskraft an einen Lenkmechanismus abzugeben, entsprechend einem Wert eines Stromsteuersignals, das aus einem Lenkkrafthilfsvorgabewert berechnet wird, der auf der Grundlage eines Lenkdrehmomentsignals berechnet wird, das zumindest auf eine Lenkwelle einwirkt, und auf der Grundlage eines festgestellten Motorstromwertes, wobei die Steuervorrichtung für das elektrische Lenkservosystem aufweist: eine Motortreibervorrichtung, welche eine Stromversorgung über die Eingangsklemmen einer H-Brückenschaltung anlegt, die durch Verbindung von vier Halbleiterelementen und des Motors über die Ausgangsklemmen der H-Brücke gebildet wird; und eine Steuervorrichtung, bei welcher die Halbleiterelemente, von denen jeweils ein Paar bilden, die einander gegenüberliegend in der H-Brückenschaltung vorgesehen sind, welche die Motortreibervorrichtung bildet, entweder durch ein PWM-Signal mit einem ersten Tastverhältnis, das auf der Grundlage des Stromsteuerwertes bestimmt wird, oder durch ein PWM-Signal mit einem zweiten Tastverhältnis getrieben werden.

Eine bestimmte Art eines elektrischen Lenkservosystems für Fahrzeuge soll den von Hand durchgeführten Lenkvorang dadurch unterstützen, daß es ein Lenkdrehmoment und andere Drehmomente feststellt, die auf eine Lenksäule einwirken, wenn ein Lenkrad betätigt wird, einen Lenkkrafthilfsvorgabewert berechnet, der einen Steuersollwert eines Motors darstellt, auf der Grundlage eines festgestellten Signals, und eine Differenz, als einen Stromsteuerwert, zwischen dem Lenkhilfsvorgabewert, welcher den voranstehend erläuterten Steuersollwert darstellt, und den festgestellten Wert des Motorstroms ermittelt, um den Motor mit dem Stromsteuerwert anzutreiben.

Bei einem derartigen elektrischen Lenkservosystem ist eine H-Brückenschaltung, die einen ersten Arm (FET1 und FET4) und einen zweiten Arm (FET2 und FET3) aufweist, die durch Brückenschaltung von vier Feldeffekttransistoren FET1 bis FET4 gebildet wird, so wie in Fig. 22 gezeigt aufgebaut, und die Stromversorgung ist über die Eingangsklemmen geschaltet, während der voranstehend erwähnte Motor M über die Ausgangsklemmen angeschlossen ist, um eine Motorsteuerschaltung auszubilden.

Die Amplitude des Motorstroms kann dadurch gesteuert werden, daß FETT des ersten Arms (oder FET2 des zweiten Arms) eines Paares von FETs, welche zwei Arme bilden, die einander gegenüberliegend in der H-Brückenschaltung vorgesehen sind, welche die Motorsteuerschaltung bildet, mit einem PWM-Signal (Impulsbreitenmodulationssignal) getrieben wird, welches ein Tastverhältnis D aufweist, das auf der Grundlage des Stromsteuerwertes festgelegt wird.

Weiterhin kann die Drehrichtung des Motors M dadurch gesteuert werden, daß der FET3 des zweiten Arms auf ON (EIN) und der FET4 des ersten Arms auf OFF (AUS) (oder FET3 des zweiten Arms auf OFF und FET4 des ersten Arms auf ON) gesteuert wird, auf der Grundlage des Vorzeichens des Stromsteuerwertes.

Wenn der FET3 leitet, fließt ein Strom durch den FET1, den Motor M und den FET3, und fließt ein positiver Strom in den Motor M. Wenn FET4 des zweiten Arms leitet, fließt ein Strom durch FET3, den Motor M und den FET4, und fließt ein negativer Strom in den Motor M.

Diese Motorsteuerschaltung wird häufig eingesetzt, da

die FETs auf demselben Arm niemals gleichzeitig betrieben werden, und daher bei dem Arm eine geringere Wahrscheinlichkeit für das Auftreten von Kurzschlüssen besteht, was zu einer besseren Verlässlichkeit führt (vergleiche beispielsweise das japanische offengelegte Patent Nr. Hei 5-10270).

Fig. 23 zeigt die Beziehung zwischen dem Motorstrom (einem tatsächlich in dem Motor fließenden Strom, der sich von dem gemessenen Strom i unterscheidet) und dem PWM-Signal und einem Tastverhältnis D. Wenn infolge der Betätigung des Lenkrades ein Lenkdrehmoment erzeugt wird, ändert sich die Beziehung zwischen dem Motorstrom I und dem Tastverhältnis D so, wie durch die Linie (a) in Fig. 23 angedeutet ist, und es wird ein Lenkkrafthilfsvorgabewert Iref, der den Steuersollwert für den Motor darstellt, auf der Grundlage des festgestellten Signals für das manuelle Lenkdrehmoment in der Steuerschaltung berechnet, und es wird ein Stromsteuerwert E, der die Differenz zwischen dem Lenkkrafthilfsvorgabewert Iref und dem festgestellten Wert I des Motorstroms darstellt, und rückgekoppelt werden soll, an die Motortreiberschaltung ausgegeben. Daher nimmt das Tastverhältnis D zum Steuern von Halbleiterbauteilen in der Motortreiberschaltung einen bestimmten Wert an, so daß niemals ein besonderes Problem auftritt.

Wenn jedoch das Lenkrad in die Geradeausfahrposition infolge eines Rückstellmoments zurückgebracht wird, nachdem das Lenkrad betätigt wurde (nachstehend als der Zustand bezeichnet, in welchem das Lenkrad in die Ausgangslage zurückgebracht wird), wird infolge der Tatsache, daß kein manuelles Lenkdrehmoment erzeugt wird, der Wert des Lenkkrafthilfsvorgabewertes Iref, welcher den Steuersollwert für den Motor darstellt, gleich null, jedoch wird eine rückwärts gerichtete elektromotorische Kraft (EMK) in dem Motor erzeugt. Daher ändert sich die Beziehung zwischen dem Motorstrom I und dem Tastverhältnis D nach oben nur um einen Wert (g) entsprechend der rückwärts gerichteten EMK, wie durch die Linie (b) in Fig. 23 angedeutet ist, wodurch ein diskontinuierlicher Bereich in der Beziehung zwischen dem Motorstrom I und dem Tastverhältnis D in dem Bereich erzeugt wird, in welchem der Wert für das Tastverhältnis D gleich null wird.

Hierbei versucht eine Rückkopplungssteuerschaltung oder Rückkopplungsregelschaltung, einen Stromsteuerwert E zu berechnen, aber da es kein Tastverhältnis D entsprechend dem Lenkkrafthilfsvorgabewert Iref gibt, wird ein oszillierender Strom mit einer Amplitude, die ungefähr dem diskontinuierlichen Bereich des Motorstroms I entspricht, als der Stromsteuerwert E ausgegeben, wie durch die Linie (c) in Fig. 23 angedeutet ist.

Die Erzeugung dieses oszillierenden Stroms stellt eine Geräuscherzeugungsquelle dar, und verursacht darüber hinaus eine Beeinträchtigung der Stabilität der Rückkopplungssteuerung.

Im Falle eines Antriebs durch die voranstehend geschilderte H-Brückenschaltung wird dann, wenn das Tastverhältnis D kleiner als ein bestimmter Wert wird, eine Totzone (f) erzeugt, in welcher der Motorstrom verschwindet, wie in Fig. 24 gezeigt ist, infolge der Beziehung des Motorstroms zum Tastverhältnis bei dem PWM-Signal.

Allerdings weist das elektrische Lenkservosystem einen Mechanismus zur Durchführung einer Rückkopplungssteuerung für den Motorstrom auf, so daß dieser dem Lenkkrafthilfsvorgabewert folgt, welcher den Steuersollwert des Motorstroms darstellt, der auf der Grundlage des festgestellten Signals für beispielsweise ein Lenkdrehmoment oder dergleichen berechnet wird. Hierdurch kann ein Motorstrom erzeugt werden, was nicht zu irgendwelchen Problemen führt, entsprechend dem Lenkkrafthilfsvorgabewert, in jenem Bereich, in welchem der Motorstrom vergleichsweise

höher ist, selbst wenn die voranstehend geschilderte Totzone (f) vorhanden ist.

Wenn jedoch das Lenkrad geringfügig betätigt wird, wenn sich das Lenkrad in der Position nahe der neutralen Position (der Geradeausfahrposition) befindet, und wenn das berechnete Tastverhältnis in der Totzone (f) liegt, so daß kein Motorstrom fließen kann, wenn das Tastverhältnis entsprechend dem Lenkkrafthilfsvorgabewert berechnet wird, da nur eine geringe Änderung des Lenkkrafthilfsvorgabewertes erzeugt wird, so folgt der Motorstrom nicht der Änderung des Lenkkrafthilfsvorgabewertes, was zu einer Verzögerung der Erzeugung der Lenkhilfskraft führt, und dies kann das Lenkgefühl beeinträchtigen. Fig. 25 zeigt die Beziehung zwischen dem Lenkkrafthilfsvorgabewert und dem Motorstrom in diesem Zustand, woraus hervorgeht, daß der Motorstrom i gegenüber dem Lenkkrafthilfsvorgabewert I verzögert ist.

Fig. 26 zeigt gleichzeitig den diskontinuierlichen Bereich (g) in der Beziehung zwischen dem Motorstrom I und dem Tastverhältnis D , der in dem Bereich nahe dem Punkt erzeugt wird, an welchem das Tastverhältnis D gleich null ist, sowie in der Totzone (f), in welcher kein Motorstrom fließt, wenn das Tastverhältnis D kleiner als ein bestimmter Wert ist.

Hieraus geht hervor, daß dann, wenn die Breite der Totzone (f) des Motorstroms für das Tastverhältnis D des PWM-Signals vergrößert wird, also die Linie (a), welche die Beziehung zwischen dem Tastverhältnis D und dem Motorstrom i in einem derartigen Zustand angibt, in welchem sich der Motor nicht dreht, in Fig. 26 auf die rechte Seite verschoben wird, um die Stabilität des Rückkopplungssteuersystems aufrecht zu erhalten und die Erzeugung von Geräuschen zu unterdrücken, sich auch die Linie (b), welche die Beziehung zwischen dem Tastverhältnis D , wenn das Lenkrad in die Ausgangsposition (der Motor dreht sich) zurückgebracht wird, und dem Motorstrom i angibt, ebenfalls nach rechts verschiebt, wodurch der diskontinuierliche Bereich (g) die Erzeugung des oszillierenden Stroms kontrolliert. Allerdings wird in diesem Fall die Breite der Totzone (f) vergrößert.

Daher gibt es in diesem Zusammenhang die widersprüchliche Anforderung, daß die Breite der Totzone verringert werden soll, um das Lenkgefühl beim Lenkvorgang in dem Bereich nahe der Neutralposition des Lenkrades zu verbessern, jedoch andererseits die Breite erhöht werden soll, um die Erzeugung eines oszillierenden Stroms zu kontrollieren, und die Erzeugung von Geräuschen, wenn das Lenkrad in die Ursprungslage zurückkehrt.

Ein Hauptziel der vorliegenden Erfindung besteht daher in der Bereitstellung einer neuen Steuer- oder Regelvorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem, bei welcher eine verbesserte Stabilität des Motorsteuersystems unter verschiedenen Betriebsbedingungen erzielt wird, und ein verbessertes Lenkgefühl beim Lenkvorgang erzielt wird, wenn das Lenkrad auch nur geringfügig bewegt wird.

Ein weiteres Ziel der vorliegenden Erfindung besteht in der Bereitstellung einer neuen Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem, bei welchem eine verbesserte Stabilität des Rückkopplungssteuersystems vorhanden ist, welches ein Motorsteuersystem bildet, wenn das Lenkrad in die Geradeausfahrposition (Ursprungslage) zurückgebracht wird, infolge eines Rückstell Drehmoments, das auf der Grundlage der Eigenschaften des Lenkmechanismus erzeugt wird, und bei welchem die Erzeugung von Geräuschen unterdrückt wird, wenn das Lenkrad in die Ausgangsposition zurückgebracht wird.

Ein weiteres Ziel der vorliegenden Erfindung besteht in der Bereitstellung einer neuen Steuervorrichtung für ein

elektrisches Lenkservosystem, bei welchem ein verbessertes Lenkgefühl beim Lenkvorgang vorhanden ist, wenn das Lenkrad geringfügig betätigt ist, während es sich in der Position nahe der Geradeausfahrposition befindet.

Die Erfindung wird nachstehend anhand zeichnerisch dargestellter Ausführungsbeispiele näher erläutert, aus welchen weitere Vorteile und Merkmale hervorgehen. Es zeigt:

Fig. 1 die Beziehung zwischen einem Motorstromwert I und einem Tastverhältnis D des PWM-Signals in einer Motorsteuerschaltung gemäß der vorliegenden Erfindung;

Fig. 2 eine Darstellung zur Erläuterung des Betriebs, wenn FET1 und FET3 gleichzeitig mit unterschiedlichen Tastverhältnissen angetrieben werden (Betriebsart A und Betriebsart B);

Fig. 3 eine Darstellung zur Erläuterung des Betriebs, wenn FET1 und FET3 gleichzeitig mit unterschiedlichen Tastverhältnissen angetrieben werden (Betriebsart C);

Fig. 4(a) bis 4(e) Darstellungen zur Erläuterung von Betriebsbedingungen von FETs und einer Beziehung zwischen einer Motorklemmenspannung VM und einem Motorstromwert i ;

Fig. 5 eine Darstellung zur Erläuterung des grundsätzlichen Aufbaus eines elektrischen Lenkservosystems;

Fig. 6 ein Blockschaltbild einer elektronischen Steuerung eines elektrischen Lenkservosystems;

Fig. 7 ein Blockschaltbild des Aufbaus einer Motortreiberschaltung;

Fig. 8 ein Blockschaltbild des Aufbaus eines ersten Beispiels für eine Steuerbefehlseinheit;

Fig. 9 ein Blockschaltbild eines Beispiels für den Aufbau einer Gatetreiberschaltung;

Fig. 10 ein Blockschaltbild des Aufbaus eines zweiten Beispiels für eine Steuerbefehlseinheit;

Fig. 11 ein Blockschaltbild eines Beispiels für den Aufbau einer Sägezahnsignal erzeugungsschaltung;

Fig. 12 ein Blockschaltbild eines Beispiels für den Aufbau einer Dreieckssignal erzeugungsschaltung;

Fig. 13(a) bis 13(d) schematische Darstellungen zur Erläuterung der Sägezahnsignalform, des Tastverhältnisses des PWM-Signals und der Motorspannung bei dem zweiten Beispiel für die Steuerbefehlseinheit;

Fig. 14(a) bis 14(d) Darstellungen zur Erläuterung der Dreieckssignalform, des Tastverhältnisses des PWM-Signals und der Motorspannung bei der zweiten Ausführungsform für die Steuerbefehlseinheit;

Fig. 15 ein Blockschaltbild des Aufbaus eines dritten Beispiels für die Steuerbefehlseinheit;

Fig. 16 ein Blockschaltbild eines Beispiels für einen Tastverhältnisfunktionsgenerator bei dem dritten Beispiel für die Steuerbefehlseinheit;

Fig. 17 ein Blockschaltbild eines Beispiels für ein Tastverhältnisfunktionsgenerator bei dem dritten Beispiel für die Steuerbefehlseinheit;

Fig. 18 ein Flußdiagramm der Betriebsablauffolge zur Berechnung der Winkelgeschwindigkeit eines Motors;

Fig. 19(a) und 19(b) eine schematische Darstellung zur Erläuterung einer Zeitverzögerung zwischen einem FET-Gatetreiberbefehlssignal und dem tatsächlichen ON/OFF-Betrieb des Gates;

Fig. 20(a) bis 20(c) schematische Darstellungen zur Erläuterung eines berechneten Wertes für die Motorklemmenspannung, mit einer Kompensation der Zeitverzögerung (wenn das Tastverhältnis immer gleich 1 ist, also $D_2 = 1$);

Fig. 21(a) bis 21(c) schematische Darstellungen zur Erläuterung eines berechneten Wertes für die Motorklemmenspannung, mit einer Kompensation für die Zeitverzögerung (wenn das Tastverhältnis annähernd gleich 1 ist, also $D_2 = ca. 1$);

Fig. 22 eine schematische Darstellung zur Erläuterung einer konventionellen Motortreiberschaltung, die aus einer H-Brückenschaltung besteht, die durch FETs gebildet wird;

Fig. 23 eine schematische Darstellung zur Erläuterung der Beziehung zwischen dem Motorstrom und dem Tastverhältnis eines PWM-Signals bei der konventionellen Motorsteuerschaltung;

Fig. 24 eine schematische Darstellung zur Erläuterung der Totzone, in welcher kein Motorstrom fließt, bei der Beziehung des Motorstroms zum Tastverhältnis des PWM-Signals bei der konventionellen Motorsteuerschaltung;

Fig. 25 eine schematische Darstellung zur Erläuterung der Beziehung zwischen dem Lenkkräftilfsvorgabewert und dem Motorstrom, wenn das Lenkrad auf eine Position nahe der neutralen Position bei der konventionellen Motorsteuerschaltung eingestellt wird; und

Fig. 26 eine schematische Darstellung zur Erläuterung des diskontinuierlichen Bereichs des Motorstroms und der Totzone in der Beziehung zwischen dem Motorstrom und dem Tastverhältnis bei der konventionellen Motorsteuerschaltung.

Zuerst wird das grundsätzliche Konzept der vorliegenden Erfindung erläutert. Wie bereits voranstehend im Zusammenhang mit Fig. 23 erwähnt, wird infolge der Tatsache, daß das Lenkdrehmoment in jenem Zustand noch nicht erzeugt wird, in welchem das Lenkrad, das bereits betätigt wurde, in die Geradeausfahrposition zurückgebracht wird, infolge eines Rückstellrehmoments, der Lenkkräftilfsvorgabewert I_{ref} , der einen Steuersollwert für den Motor darstellt, gleich null, jedoch bewegt sich infolge der Tatsache, daß eine umgekehrte EMK in dem Motor erzeugt wird, die Beziehung zwischen dem Motorstromwert I und dem Tastverhältnis D um einen der Rückwärts-EMK entsprechenden Wert nach oben, wie durch die Linie (b) in Fig. 23 gezeigt ist. Dies führt dazu, daß ein diskontinuierlicher Bereich (g) in der Beziehung zwischen dem Motorstrom I und dem Tastverhältnis D in dem Bereich nahe der Position erzeugt wird, an welcher das Tastverhältnis D gleich null wird, was zu dem Auftreten eines oszillierenden Stroms führt, dessen Amplitude ungefähr dem diskontinuierlichen Bereich des Motorstromwerts I entspricht, wodurch Geräusche erzeugt werden, und andere Schwierigkeiten auftreten können.

Die vorliegende Erfindung hat daher diese Probleme dadurch gelöst, daß die Beziehung zwischen dem Motorstromwert I und dem Tastverhältnis D so kontrolliert wird, daß der diskontinuierliche Bereich entfällt, so daß die Beziehung kontinuierlich ausgebildet wird, also kontinuierlich zwischen dem Punkt P, der den Motorstromwert I angibt, wenn das Tastverhältnis $D = \gamma$ auf der Linie (b) liegt, und dem Ursprung O verläuft, der die Beziehung zwischen dem Motorstromwert I und dem Tastverhältnis D angibt, wenn das Lenkrad zurückgestellt wird, wie in Fig. 1 gezeigt ist.

In der Praxis wird in dem Bereich, in welchem das Tastverhältnis D klein ist, der FET1 durch das Tastverhältnis $D1$ getrieben, und gleichzeitig werden der FET3 und der FET4 durch das PWM-Signal getrieben, welches das Tastverhältnis $D2$ aufweist, das durch die primäre Funktion des voranstehend geschilderten Tastverhältnisses $D1$ definiert ist.

In dem Bereich, in welchem das Tastverhältnis $D1$ größer als γ ist, wird das konventionelle Treiberverfahren eingesetzt, also jenes Treiberverfahren, bei welchem FET3 (oder FET4) ON oder OFF gesteuert wird, abhängig von der Stromrichtung.

Nunmehr wird der Fall untersucht, in welchem FET3 (oder FET4) nicht auf ON (oder OFF) in Abhängigkeit von der Drehrichtung des Motors gesteuert wird, die durch das Vorzeichen des PWM-Signals bestimmt ist, sondern zusammen mit FET1 (oder FET2) mit unterschiedlichem Tastver-

hältnis getrieben wird.

Die Fig. 2 und 3 sind Diagramme zur Erläuterung von Betriebsabläufen, bei welchen FET1 und FET3 gleichzeitig mit unterschiedlichen Tastverhältnissen getrieben werden, und die Fig. 4(a) bis 4(e) sind Diagramme zur Erläuterung der Betriebszustände von FETs, wenn FET1 des ersten Arms und FET3 des zweiten Arms gleichzeitig mit unterschiedlichem Tastverhältnis D getrieben werden, sowie durch die Beziehung zwischen der Motorklemmenspannung V_M und dem Motorstromwert I , wobei ein Wert $R1$ dadurch erhalten wird, daß der Einfluß der Rückwärts-EMK des Motors $K_T\omega$ von der Motorklemmenspannung V_M subtrahiert wird.

Hierbei wird angenommen, daß der FET1 durch das Tastverhältnis $D1$ getrieben wird, der FET3 durch das größere Tastverhältnis $D2$ (also zeitlich länger) als das Tastverhältnis $D1$ von FET1, und daß FET2 und FET4 in dem Zustand OFF gehalten werden. Die Fig. 4(a) und 4(b) zeigen die ON/OFF-Zustände für die Zeit von FET1 und FET3.

In diesem Fall ändert sich die Motorklemmenspannung V_M so, wie in Fig. 4(c) gezeigt. Befinden sich nämlich sowohl FET1 als auch FET3 in dem Zustand ON (diese Betriebsart wird als Betriebsart oder Modus A bezeichnet) (vergleiche Fig. 2), wird eine Batteriespannung V_b an die Klemmen des Motors M angelegt. Wenn dann FET1 sich in dem Zustand OFF befindet, während FET3 im Zustand ON ist (diese Betriebsart wird als Betriebsart oder der Modus B bezeichnet) (vergleiche Fig. 2), wird die Klemmenspannung des Motors gleich null.

Wenn sich sowohl der FET1 als auch der FET3 in dem Zustand OFF befinden (diese Betriebsart wird als die Betriebsart oder der Modus C bezeichnet) (vergleiche Fig. 3), wird eine negative Batteriespannung $-V_b$ an die Klemmen des Motors M angelegt. In dem Modus C wird daher mit dem Motor M folgende Stromschaltung gebildet: vom Widerstand R_L zur Freilaufdiode $DT4$, die zum FET4 gehört, zum Motor M , zur Freilaufdiode $DT2$, die zum FET2 gehört, und zur Stromversorgung, und die Klemmenspannung V_M des Motors M wird gleich der negativen Batteriespannung $-V_b$.

Wenn sowohl FET1 als auch FET3 gleichzeitig mit unterschiedlichen Tastverhältnissen getrieben werden, um den Gleichgewichtszustand für den Motor einzustellen, und der Zeitraum des PWM-Signals ausreichend kürzer als die elektrische Zeitkonstante des Motors ist, so kann der Motorstromwert I durch folgende Gleichung (1) approximiert werden.

$$I = \{(D1 + D2 - 1) \cdot V_b / R\} - K_T \omega / R \quad (1)$$

Hierbei ist

$D1$: ein Tastverhältnis;

$D2$: ein Tastverhältnis;

V_b : die Batteriespannung;

R : der Motorwiderstand zwischen den Klemmen;

K_T : Rückwärts-EMK des Motors; und

ω : Winkelgeschwindigkeit des Motors.

Wenn das Tastverhältnis $D2$ als die kontinuierliche Funktion des Tastverhältnisses $D1$ so definiert ist, daß gilt $D2 = f(D1)$, und die Funktion f so definiert ist, daß man $I = 0$ erhält, wenn $\omega = \omega_{ret}$, $D1 = 0$ ist, so ergibt sich Kontinuität zwischen dem Tastverhältnis D und dem Motorstrom I innerhalb des Bereiches von $0 \leq \omega \leq \omega_{ret}$.

Als Beispiel für die Funktion f kann folgende lineare Funktionsgleichung (2) definiert werden.

$$D2 = a \cdot D1 + b \quad (2)$$

Hierbei sind a, b Konstanten.

Um die Konstanten a, b zu erhalten, werden zuerst folgende Bedingungen eingestellt.

(1) Wenn das Tastverhältnis $D1 = \gamma$ ist, ist das Tastverhältnis $D2 = 1$ (100%), wobei γ ein frei wählbarer Wert ist.

(2) Wenn das Tastverhältnis $D1 = 0$ und $\omega = \omega_{\text{ret}}$ ist, ist $I = 0$. Hierbei ist ω die Winkelgeschwindigkeit des Motors, und ω_{ret} eine Winkelgeschwindigkeit des Motors, wenn das Lenkrad frei gedreht wird.

Die Bedingung (1) ist dazu erforderlich, die Position des Punktes p auf der Linie (b) festzulegen, wenn das Tastverhältnis $D1 = \gamma$ in Fig. 1 ist, und paßt zu dem normalen Fahrzustand.

Die Bedingung (2) ist dafür erforderlich, festzulegen, daß die Linie (b) durch den Ursprung O in Fig. 1 geht. Daher kann die lineare Funktion, welche den Punkt P und den Ursprung O verbindet, dadurch bestimmt werden, daß die Konstanten a und b erhalten werden, welche die voranstehend angegebenen Bedingungen erfüllen.

In dem Bereich, in welchem das Tastverhältnis $D1$ größer als γ ist, kann das vorhandene Treiberverfahren eingesetzt werden, so daß FET3 (oder FET4) auf ON oder OFF in Abhängigkeit von der Stromrichtung gesteuert wird.

Die Konstanten a, b, welche die voranstehenden Bedingungen erfüllen, werden durch nachstehende Gleichungen (3), (4) ausgedrückt.

$$a = K_T \omega_{\text{ret}} / \gamma V_b \quad (3)$$

$$b = 1 + K_T \omega_{\text{ret}} / \gamma V_b \quad (4)$$

In diesem Fall kann der Motorstromwert I durch folgende Gleichung (5) ausgedrückt werden, welche man dadurch erhält, daß die Gleichung (2) für $D2$ der Gleichung (1) eingesetzt wird, und dann die Konstanten a, b eingesetzt werden, welche durch die Gleichungen (3) und (4) bestimmt sind.

$$I = V_b / R \{ 1 - (K_T \omega_{\text{ret}} / \gamma V_b) \} \cdot D1 - K_T / R (\omega_{\text{ret}} - \omega) \quad (5)$$

Gemäß Gleichung (5) zeigt die Beziehung zwischen dem Motorstromwert I und dem Tastverhältnis D keinen diskontinuierlichen Bereich, selbst in dem Bereich, in welchem die Winkelgeschwindigkeit des Motors ω kleiner als die Winkelgeschwindigkeit des Motors ω_{ret} ist, wenn das Lenkrad zurückkehrt.

Das Tastverhältnis $D1$ kann daher kontinuierlich für den Motorstromwert I selbst in dem Bereich geändert werden, in welchem die Motorwinkelgeschwindigkeit ω kleiner als die Motorwinkelgeschwindigkeit ω_{ret} ist, wenn das Lenkrad zurückgestellt wird, durch Treiben von FET1 mit dem Tastverhältnis $D1$, während gleichzeitig FET3 mit dem Tastverhältnis $D2$ getrieben wird, das sich von $D1$ unterscheidet.

Bei der voranstehenden Erläuterung wird das Tastverhältnis $D2$ als lineare Funktion des Tastverhältnisses $D1$ ausgedrückt, jedoch ist das Verfahren hierauf nicht beschränkt, und es kann jede Funktion verwendet werden, soweit sie die voranstehend angegebenen Grenzbedingungen erfüllt.

Als nächstes wird die Feststellung des Motorstromwerts und die Berechnung der Motorwinkelgeschwindigkeit aus einer Motorklemmenspannung und einem Motorstromwert gemäß der vorliegenden Erfindung erläutert.

Wenn ein Motor sich dreht, erzeugt er eine rückwärts gerichtete EMK. Es besteht folgende Beziehung zwischen der Rückwärts-EMK des Motors, der Motorklemmenspannung und dem Motorstromwert.

$$VM = (L_s + R)I + K_T \omega \quad (6)$$

Hierbei ist

5 VM: die Motorklemmenspannung;

I: der Motorstromwert;

L: die Motorinduktivität;

s: der Laplaceoperator;

R: der Motorwiderstand zwischen den Klemmen;

10 K_T : die Rückwärts-EMK des Motors; und

ω : die Winkelgeschwindigkeit des Motors.

Daher kann die Motorwinkelgeschwindigkeit ω durch folgende Gleichung (7) ausgedrückt werden.

$$15 \quad \omega = 1/K_T \{ VM - (L_s + R)I \} \quad (7)$$

Daher wird die Berechnung des Motorstromwerts I und der Motorklemmenspannung VM, wenn das voranstehend erläuterte FET-Treiberverfahren eingesetzt wird, unter Bezugnahme auf Fig. 2 erläutert, welches das Schaltbild zeigt, sowie auf Fig. 4, welche die Beziehung zwischen dem Betriebszustand des FET, der Motorklemmenspannung VM und dem Motorstromwert I zeigt.

In der Betriebsart A wird, da sich sowohl FET1 als auch FET3 in dem Zustand ON befinden, die Klemmenspannung VM des Motors M gleich der Batteriespannung V_b . Es fließt ein Motorstrom $i(A)$, der durch die durchgezogene Linie in Fig. 2 angedeutet ist, entlang dem Pfad vom FET1 zum Motor M, zum FET3 und zum Widerstand R_R , und er wird festgestellt durch Bestimmung des Spannungsabfalls am Widerstand R_R durch einen Operationsverstärker OP_R einer Strommeßschaltung.

In der Betriebsart B wird, da FET1 gleich OFF ist, und FET3 ON, die Klemmenspannung VM des Motors M gleich null. Daher wird in dem Motor gespeicherte magnetische Energie in elektrische Energie umgewandelt, und fließt ein Strom $i(B)$, wie er durch die gestrichelte Linie in Fig. 2 angedeutet ist, und zwar entlang dem Pfad vom Motor M, zum FET3, zum Widerstand R_R zum Widerstand R_L , zur Freilaufdiode DT4, die zum FET4 gehört, und zum Motor M. Der Motorstrom $i(B)$ wird durch Feststellung des Spannungsabfalls an dem Widerstand R_R durch einen Operationsverstärker OP_R der Strommeßschaltung festgestellt. Da der Operationsverstärker OP_L zur Feststellung des Spannungsabfalls des Widerstands R_L eine unipolare Stromversorgung darstellt (eine einseitige Stromversorgungsquelle), und nicht einen in entgegengesetzter Richtung fließenden Strom feststellen kann, wird in diesem Fall der gemessene Stromwert des Operationsverstärkers OP_L gleich null.

In der Betriebsart C wird, wie in Fig. 3 gezeigt ist, infolge der Tatsache, daß sowohl FET1 als auch FET3 OFF sind, eine Stromschaltung gebildet, die vom Widerstand R_L zur Freilaufdiode DT4 geht, die zu FET4 gehört, zum Motor M, zur Freilaufdiode DT2 von FET2, und zur Stromversorgung, und die Klemmenspannung VM des Motors M wird gleich der Batteriespannung in negativer Richtung $-V_b$. In diesem Fall fließt, da in dem Motor M gespeicherte magnetische Energie in elektrische Energie umgewandelt wird, ein Strom $i(C)$ in der Richtung entgegengesetzt zur Klemmenspannung $-V_b$ des Motors M. Da der Operationsverstärker OP_L der Stromschaltung zur Erfassung des Spannungsabfalls über den Widerstand R_L eine unipolare Stromquelle ist (eine einseitige Stromversorgungsquelle), kann er nicht einen in entgegengesetzter Richtung fließenden Strom feststellen, und daher wird in diesem Fall der gemessene Stromwert des Operationsverstärkers OP_L gleich null.

Daher kann ein Motorstromwert I, der tatsächlich in dem Motor M fließt, in jeder Stufe der Betriebsart A, der Be-

triebsart B, und der Betriebsart C, während eines Zyklus des PWM-Signals, durch folgende Gleichung (8) ausgedrückt werden.

$$I = i(A) + i(B) + i(C) \quad (8)$$

Andererseits kann der Gesamtwert des gemessenen Stroms $i(\text{dct})$, der von der Strommeßschaltung festgestellt wird, durch folgende Gleichung (9) ausgedrückt werden, da der Strom $i(C)$ nicht gemessen wird.

$$i(\text{dct}) = i(A) + i(B) \quad (9)$$

Der Zeitraum zur Erfassung des Stroms (Motorstrommeßwerts) $i(\text{dct})$ während eines Zyklus des PWM-Signals ist gleich dem Zeitraum der Betriebsart A und der Betriebsart B während eines Zyklus des PWM-Signals, und dieser Zeitraum entspricht dem Tastverhältnis $D2$; Fig. 4(a), 4(b). Der Strom $i(\text{dct})$ kann daher durch folgende Gleichung (10) ausgedrückt werden.

$$i(\text{dct}) = D2 \cdot I \quad (10)$$

Der tatsächliche Motorstromwert I , der in dem Motor M fließt, kann daher durch Umwandlung von Gleichung (10) durch folgende Gleichung (11) ausgedrückt werden.

$$I = i(\text{dct})/D2 \quad (11)$$

Fig. 4(e) zeigt ein Beispiel, welches den Änderungszustand des Motorstromwerts I in jeder Stufe der Betriebsart A, der Betriebsart B und der Betriebsart C angibt. In dieser Figur wird der Änderungszustand im Verlauf der Zeit allmählich an den ausgeglichenen Zustand angenähert, und konvergiert der Motorstrommeßwert $i(\text{dct})$ gegen I .

Als nächstes wird die Bestimmung der Motorklemmenspannung VM erläutert. Wenn der Motor mit dem Tastverhältnis D getrieben wird, kann infolge der Tatsache, daß die Batteriespannung über die Klemmen des Motors in dem zeitlichen Verhältnis angelegt wird, welches durch das Tastverhältnis D ausgedrückt wird, die Motorklemmenspannung VM als $VM = D1 \cdot V_b$ ausgedrückt werden, wobei V_b die Batteriespannung bezeichnet.

Wie aus Fig. 4(c) hervorgeht, wird bei der vorliegenden Erfindung die Motorklemmenspannung VM gleich der Summe der Batteriespannung V_b , die während des Treiberzeitraums $t(A)$ der Betriebsart A angelegt wird, in welcher das Tastverhältnis $D1$ herrscht, und der negativen Batteriespannung $(-V_b)$, die während des Treiberzeitraums $t(C)$ der Betriebsart C mit dem Tastverhältnis $D2$ angelegt wird.

Wie aus Fig. 4(a) hervorgeht, ist das Verhältnis der Betriebsart A in einem Zyklus des PWM-Signals gleich $D1$, und kann das Verhältnis der Betriebsart C ausgedrückt werden durch $(1 - D2)$, und kann die Motorklemmenspannung VM durch folgende Gleichung (12) ausgedrückt werden.

$$VM = D1 \cdot V_b + (1 - D2) \cdot (-V_b) = (D1 + D2 - 1)V_b \quad (12)$$

Unter Verwendung der Gleichung (12) kann die Motorklemmenspannung VM einfach aus der Batteriespannung V_b und den Tastverhältnissen $D1$ und $D2$ erhalten werden, ohne daß eine Vorrichtung zur Feststellung der Motorklemmenspannung erforderlich ist.

Wie voranstehend erläutert kann der Motorstromwert I durch die Gleichung (11) ausgedrückt werden, und die Motorklemmenspannung VM durch die Gleichung (12). Daher kann man die Motorwinkelgeschwindigkeit ω (berechneter

Wert) dadurch erhalten, daß der Motorstrom I und die Motorklemmenspannung VM in die Gleichung (7) eingesetzt werden.

Nachstehend wird unter Bezugnahme auf die Fig. 5 und 7 der grundsätzliche Aufbau des elektrischen Lenkservosystems beschrieben, welches zur Ausführung der vorliegenden Erfindung geeignet ist. Fig. 5 zeigt schematisch den Aufbau des elektrischen Lenkservosystems. Eine Welle 2 des Lenkrades 1 ist mit Spurstangen 8 der gelenkten Räder über ein Reduziergetriebe 4, Kardangelenke 5a, 5b und einen Zahnstangenmechanismus 7 gekuppelt. Die Welle 2 ist weiterhin mit einem Drehmomentsensor 3 zur Bestimmung des Lenkdrehmoments der Welle 2 versehen, und ein Motor 10 zur Unterstützung des Lenkvorgangs ist mit der Welle 2 über eine Kupplung 9 und das Reduziergetriebe 4 gekuppelt.

Eine elektronische Steuerschaltung 13 zur Kontrolle des Lenkservosystems empfängt elektrische Energie von der Batterie 14 über ein Relais, das durch einen Zündschlüssel 11 betätigt wird. Die elektronische Steuerschaltung 13 berechnet einen Wert für den Lenkkrafthilfsvorgabewert aus einem Lenkdrehmoment, das von dem Drehmomentsensor 3 bestimmt wird, und der Fahrzeuggeschwindigkeit, die von einem Fahrzeuggeschwindigkeitssensor 12 bestimmt wird, und kontrolliert den dem Motor 10 zuzuführenden Strom auf der Grundlage des berechneten Lenkkrafthilfsvorgabewertes.

Die Kupplung 9 wird durch die elektronische Steuerschaltung 13 gesteuert. Die Kupplung 9 ist im normalen Betriebszustand eingekuppelt, und wird ausgekuppelt, wenn von der elektronischen Steuerschaltung 13 ein Ausfall oder Fehler des Lenkservosystems festgestellt wird, und wenn die Stromversorgung OFF ist.

Fig. 6 ist ein Blockschaltbild der elektronischen Steuerschaltung 13. Bei der vorliegenden Ausführungsform besteht die elektronische Steuerschaltung 13 hauptsächlich aus einer CPU, und es werden hier die Funktionen erläutert, die von einem Programm in der CPU durchgeführt werden. Eine Stabilisierungskompensationsvorrichtung 21 ist beispielsweise nicht als unabhängiges Hardwarebauteil ausgeführt, sondern stellt eine Stabilisierungskompensationsvorrichtung dar, die durch Programmausführung in der CPU gebildet wird.

Nachstehend werden die Funktionen und Betriebsabläufe der elektronischen Steuerschaltung 13 erläutert. Ein Lenkdrehmomentsignal, welches von dem Drehmomentsensor 3 eingegeben wird, wird bezüglich der Stabilisierung kompensiert, um die Stabilisierung des Lenksystems zu verbessern, und zwar in dem Stabilisierungskompensator 21, und wird dann einem Lenkkrafthilfsvorgabewertprozessor 22 zugeführt. Weiterhin wird die Fahrzeuggeschwindigkeit, die von dem Fahrzeuggeschwindigkeitssensor 12 festgestellt wird, ebenfalls dem Lenkkrafthilfsvorgabewertprozessor 22 eingegeben.

Der Lenkkrafthilfsvorgabewertprozessor 22 berechnet einen Lenkkrafthilfsvorgabewert i_{ref} , der einen Stromsteuersollwert darstellt, der dem Motor 10 zugeführt wird, durch eine vorbestimmte Gleichung auf der Grundlage des eingegebenen Lenkdrehmomentsignals, welches zur Stabilisierung kompensiert ist, und des Fahrzeuggeschwindigkeitssignals. Der Lenkkrafthilfsvorgabewert i_{ref} wird durch den Kompensationswert kompensiert, der von einem Kompensationswertprozessor 29 ausgegeben wird, der nachstehend noch genauer erläutert wird.

Eine Schaltung, die aus einem Differenzierkompensator 24, einem Proportionalprozessor 25, einem Integrierprozessor 26 und einem Addierer 27 besteht, führt eine Rückkopplungssteuerung oder Rückkopplungsregelung aus, um den Motorstrom i zu erhalten, der an den Lenkkrafthilfsvorgabe-

wert I_{ref} angepaßt ist.

In dem Komparator 23 wird der Lenkkrafthilfsvorgabewert I_{ref} , welcher den Steuersollwert darstellt, der von dem Lenkkrafthilfsvorgabewertprozessor 22 berechnet wird, mit einem Motorstrommeßwert $i(dct)$ verglichen, der von der Motorstrombestimmungsschaltung 42 festgestellt wird, die nachstehend noch genauer erläutert wird.

Von dem Proportionalprozessor 25 wird ein Wert ausgegeben, der proportional zur Differenz zwischen dem Lenkkrafthilfsvorgabewert I_{ref} und dem Motorstrommeßwert $i(dct)$ ist. Weiterhin wird das Ausgangssignal des Proportionalprozessors 25 durch den Integrierprozessor 26 integriert, um die Charakteristik des Rückkopplungssystems zu verbessern, und es wird ein Proportionalwert des integrierten Wertes der Differenz ausgegeben.

Der Differenzierkompensator 24 gibt einen differenzierten Wert des Lenkkrafthilfsvorgabewertes I_{ref} aus, um die Reaktionsgeschwindigkeit des Motorstrommeßwerts $i(dct)$ bezüglich des Lenkkrafthilfsvorgabewertes I_{ref} zu verbessern.

In dem Addierer 27 werden der differenzierte Wert des Lenkkrafthilfsvorgabewertes I_{ref} , der von dem Differenzierkompensator 24 ausgegeben wird, ein Wert proportional zur Differenz zwischen dem Lenkkrafthilfsvorgabewert I_{ref} , der von dem Proportionalprozessor 25 ausgegeben wird, und dem Motorstrommeßwert $i(dct)$ ist, und ein integrierter Wert, der von dem Integrierprozessor 26 ausgegeben wird, addiert, und dann wird ein Stromsteuerwert E oder Stromregelwert, der das Ergebnis dieser Operationen darstellt, an die Motortreiberschaltung 41 ausgegeben. Der in dem Motor fließende Strom wird durch die Motorstrommeßschaltung 42 festgestellt, und dann zum Komparator 23 rückgekoppelt.

Ein Winkelgeschwindigkeitsprozessor 28 empfängt die Tastverhältnisse D1 und D2 des PWM-Signals, was nachstehend noch genauer erläutert wird, ausgegeben von der Motortreiberschaltung 41, einen Meßwert $i(dct)$ für den Motorstrom, und eine Batteriespannung V_b als Eingangsgrößen, und berechnet einen berechneten oder Schätzwert für die Motorwinkelgeschwindigkeit ω .

Weiterhin berechnet der Kompensationswertprozessor 29 einen Kompensationswert zum Kompensieren des Lenkkrafthilfsvorgabewertes entsprechend der Fahrzeuggeschwindigkeit, die von dem Fahrzeuggeschwindigkeitssensor 12 festgestellt wird, und der Motorwinkelgeschwindigkeit ω , die von dem Winkelgeschwindigkeitsprozessor 28 berechnet wird, und gibt dann diesen Wert an den Lenkkrafthilfsvorgabewertprozessor 22 aus. Der Kompensationswert kann experimentell auf der Grundlage der Fahrzeuggeschwindigkeit der Winkelgeschwindigkeit bestimmt werden.

Fig. 7 zeigt ein Beispiel für den Aufbau der Motortreiberschaltung 41. Die Motortreiberschaltung 41 besteht aus einer H-Brückenschaltung oder dergleichen, die eine Steuerbefehlseinheit 45 aufweist, eine FET-Gatetreiberschaltung 46, FET1 bis FET4, und die Steuerbefehlseinheit 45 gibt das PWM-Signal zum Treiben von FET1 bis FET4 auf der Grundlage des Stromsteuerwertes E aus, der von dem Addierer 27 eingegeben wird, sowie ein Drehrichtungssignal zur Vorgabe der Motordrehrichtung.

Das Gate von FET1 (FET2) wird ON bzw. OFF auf der Grundlage des PWM-Signals mit dem Tastverhältnis D1 gesteuert, das von der Steuerbefehlseinheit 45 ausgegeben wird, während das Gate von FET3 (FET4) bezüglich ON und OFF auf der Grundlage des PWM-Signals mit dem Tastverhältnis D2 gesteuert wird, um so tatsächlich die Amplitude des Motorstromwerts I zu kontrollieren.

Welcher von den FETs FET1 und FET2 bzw. FET3 und

FET4 getrieben wird, wird durch das Drehrichtungssignal festgelegt, welches die Drehrichtung des Motors vorgibt.

Eine Motorstrommeßschaltung 42 stellt die Amplitude des Vorwärtsstroms (positiv) auf der Grundlage des Spannungsabfalls über dem Widerstand R1 fest, wogegen sie die Amplitude des Rückwärtsstroms (negativ) auf der Grundlage des Spannungsabfalls über dem Widerstand R2 feststellt. Der festgestellte Motorstrommeßwert i wird rückgekoppelt dem Komparator 23 zugeführt.

Als nächstes wird der Aufbau der Steuerbefehlseinheit 45 erläutert. Fig. 8 zeigt eine Ausführungsform der Steuerbefehlseinheit, die einen Mikroprozessor 451 und mehrere PWM-Zeitgeber 452, 453 aufweist. Bei dieser Anordnung wird der PWM-Zeitgeber 45 auf der Grundlage des eingegebenen Stromsteuerwertes E betrieben, so daß er das PWM-Signal D1 ausgibt, welches die Dauer des Tastverhältnisses D1 aufweist, und darüber hinaus das PWM-Signal D1 in den Mikroprozessor eingibt, um das Tastverhältnis D2 auf der Grundlage der voranstehend erläuterten Gleichung (2) zu berechnen, und berechnet das PWM-Signal D2 mit der Dauer des Tastverhältnisses D2 durch Betrieb des PWM-Zeitgebers 453.

Die FET-Gatetreiberschaltung 46 wird beispielsweise durch eine Schaltung gebildet, die aus vier AND-Schaltungen AN1 bis AN4 und einer NOT-Schaltung NT1 besteht, wie in Fig. 9 gezeigt ist.

Wenn bei dieser Schaltung angenommen wird, daß das Drehrichtungssignal ON ist (was beispielsweise eine positive Drehrichtung anzeigt), und die PWM-Signale D1 und D2 eingegeben werden, so wird FET2 durch den Ausgang der AND-Schaltung AN2 getrieben, und wird FET4 durch den Ausgang der AND-Schaltung AN4 getrieben. Da in diesem Fall das Ausgangssignal der NOT-Schaltung NT1 gleich OFF ist, liefern die AND-Schaltungen AN1 und AN3 kein Ausgangssignal, und sind FET1 und FET3 OFF geschaltet.

Nimmt man an, daß das Drehrichtungssignal gleich OFF ist (was beispielsweise eine negative Drehrichtung anzeigt), und die PWM-Signale D1 und D2 eingegeben werden, so wird, da das Ausgangssignal der NOT-Schaltung NT1 gleich ON wird, FET1 durch das Ausgangssignal der AND-Schaltung AN1 getrieben, und wird auch FET3 durch das Ausgangssignal der AND-Schaltung AN3 getrieben. In diesem Fall liefern die AND-Schaltungen AN2 und AN4 kein Ausgangssignal, und daher sind FET2 und FET4 OFF geschaltet.

Fig. 10 ist ein zweites Beispiel für die Steuerbefehlseinheit, welche hier aus einem Mikroprozessor 451, mehreren D/A-Wandlern 454, 455, mehreren Komparatoren 456, 457 und einem Signalgenerator 458 besteht.

Bei dieser Anordnung wird ein Analogsignal AD1 entsprechend dem Tastverhältnis D1 auf der Grundlage des eingegebenen Stromsteuerwertes E erhalten, und wird ein entsprechendes Analogsignal AD2 auf der Grundlage des Tastverhältnisses D2 erhalten, das infolge der Arithmetikoperation gemäß Gleichung (2) erhalten wird, und es wird ein Sägezahnsignal oder ein Dreieckssignal mit einer Wellenlänge entsprechend einem Zyklus des PWM-Signals, das von dem Signalgenerator 458 über die Komparatoren 456, 457 ausgegeben wird, mit den Analogsignalen AD1 und AD2 verglichen, und es werden das PWM-Signal D1 und das PWM-Signal D2 mit einer Dauer entsprechend den Spannungen der Analogsignale AD1 und AD2 ausgegeben. Fig. 11 zeigt ein Beispiel für die Sägezahnsignalerzeugungsschaltung, und Fig. 12 zeigt ein Beispiel für die Dreieckssignalerzeugungsschaltung. Allerdings sind derartige Signalerzeugungsschaltungen wohlbekannt, und daher wird auf eine zusätzliche Beschreibung verzichtet.

Die Fig. 13(a), 13(b), 13(c) und 13(d) zeigen die Signalformen des Sägezahnsignals, das von dem Signalgenerator 458 über die Komparatoren 456, 457 ausgegeben wird, sowie die PWM-Signale D1 und D2, die durch Vergleich der Analogsignale AD1, AD2 mit der an den Motor angelegten Spannung ausgegeben werden. Die Fig. 14(a), 14(b), 14(c) und 14(d) zeigen die Signalformen des Dreieckssignals, die PWM-Signale D1 und D2, die durch Vergleich der Analogsignale AD1, AD2 mit der an den Motor angelegten Spannung ausgegeben werden. Obwohl aus dem Vergleich der Fig. 9 und 10 hervorgeht, daß eine Abweichung zwischen den Anstiegsabschnitten der PWM-Signale D1 und D2 im Falle des Dreieckssignals auftritt, ist daher auch die Signalform der an den Motor angelegten Spannung verschieden, jedoch gibt es keinen grundsätzlichen Unterschied im Betriebsablauf.

Fig. 15 zeigt ein drittes Beispiel für die Steuerbefehlseinheit, welche aus einem Mikroprozessor 451, einem D/A-Wandler 454, einem Tastfunktionsgenerator 459, mehreren Komparatoren 456, 457 und einem Signalgenerator 458 besteht.

Bei dieser Anordnung wird ein Analogsignal AD1 entsprechend dem Tastverhältnis D1 auf der Grundlage des eingegebenen Stromsteuerwertes E erhalten, ein Analogsignal AD2 entsprechend dem Tastverhältnis D2 wird von der Eingabe des Analogsignals AD1 in den Tastfunktionsgenerator 459 erhalten, der einen Funktionsgenerator auf der Grundlage der Gleichung (2) enthält, das Sägezahnsignal oder Dreieckssignal mit einer Wellenlänge entsprechend einem Zyklus des PWM-Signals, das von dem Signalgenerator 458 über die Komparatoren 456, 457 ausgegeben wird, wird mit dem Analogsignal AD1 und AD2 verglichen, und hierdurch werden das PWM-Signal D1 sowie das PWM-Signal D2 entsprechend den Spannungen der Analogsignale AD1 und AD2 ausgegeben. Der Tastfunktionsgenerator 459 weist beispielsweise einen Aufbau auf, der durch Kombination von Analogschaltungen unter Verwendung üblicher Operationsverstärker erhalten wird, wie dies beispielsweise in Fig. 16 und Fig. 17 gezeigt ist.

Die Komparatoren 456, 457 und der Signalgenerator 458 sind ähnlich wie bei der zweiten Ausführungsform, und die Ausgangssignale der Komparatoren 456, 457 sind ähnlich denen, die unter Bezugnahme auf die Fig. 13(a) bis 13(d) sowie Fig. 14(a) bis 14(d) bei der zweiten Ausführungsform erläutert wurden.

Fig. 18 ist ein Flußdiagramm, welches die Abfolge der Verarbeitungsschritte zur Berechnung der Motorwinkelgeschwindigkeit in dem Winkelgeschwindigkeitsprozessor 28 erläutert. Zuerst wird eine Batteriespannung V_b festgestellt (Schritt P1), und ein Motorstrommeßwert $i(\text{dct})$ festgestellt (Schritt P2). Die Tastverhältnisse D1 und D2 zum Treiben eines FETs der Motortreiberschaltung werden auf der Grundlage des Lenkkrafthilfsvorgabewertes I_{ref} (Schritt P3) berechnet, und eine Motorklemmenspannung VM wird auf der Grundlage von Gleichung (12) berechnet (Schritt P4). Ein Motorstrommeßwert $i(\text{dct})$ wird durch das Tastverhältnis D2 auf der Grundlage der Gleichung (11) kompensiert, um den Motorstromwert I zu berechnen (Schritt P5). Der berechnete Wert für die Motorwinkelgeschwindigkeit ω wird auf der Grundlage von Gleichung (7) berechnet (Schritt P6).

Da der in Gleichung (7) enthaltene Term $(L_s + R)$ einfach durch ein Programm beschrieben werden kann, unter Verwendung des bekannten Ganzzahlverfahrens, kann die Gleichung (7) durch die CPU bearbeitet werden, die in der Steuereinheit vorhanden ist.

Bei der voranstehend Verarbeitung wird der Einfluß der Zeitverzögerung zum Treiben der FETs vernachlässigt. Wie

jedoch aus den Fig. 19(a) und 19(b) hervorgeht, ist eine Zeitverzögerung D_t vorhanden, entsprechend einer Summe der Betriebsverzögerung (1) der Logikschaltung und der Betriebsverzögerung (2) des FET-Elements zwischen dem Gattertreiberbefehlssignal (a) und den ON/OFF-Operationen des betreffenden Gates (b). Daher tritt eine Verringerung des Effektivwertes des Tastverhältnisses D auf, was zu einem Fehler führt, obwohl es sich nur um einen geringfügigen Fehler handelt, bei dem berechneten Wert für die Motorklemmenspannung VM. Der berechnete Wert für die Motorklemmenspannung VM mit einer Kompensation bezüglich der Zeitverzögerung D_t wird nachstehend erläutert.

Wenn das Tastverhältnis D2 immer gleich 1 ist, wird die Motorklemmenspannung VM durch folgende Gleichung (13) ausgedrückt:

$$VM = (D1 - D_t) V_b \quad (13)$$

Wenn das Tastverhältnis D2 zu 1 approximiert wird, wird die Motorklemmenspannung VM durch folgende Gleichung (14) ausgedrückt:

$$VM = \{(D1 - D_t) - D_t\} V_b \quad (14)$$

Wenn das Tastverhältnis $D2 < 1$ ist, wird die Motorklemmenspannung VM durch folgende Gleichung (15) ausgedrückt:

$$VM = \{(D1 - D_t) + D1 - 1 - D_t\} V_b = \{(D1 + D2 - 1 - 2D_t) V_b \quad (15)$$

Fig. 20(a), 20(b) und 20(c) zeigen die ON/OFF-Zustände von FET1, FET3 und die ermittelte Motorklemmenspannung VM, wenn das Tastverhältnis von FET3 immer gleich 1 ist, wogegen die Fig. 21(a), 21(b) und 21(c) die ON/OFF-Zustände von FET1, FET3 und die ermittelte Motorklemmenspannung VM zeigen, wenn das Tastverhältnis D2 von FET3 zu 1 approximiert wird.

Patentansprüche

1. Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem, welches eine Rückkopplungssteuervorrichtung (24, 25, 26, 27) aufweist, um einen Abtriebswert eines Motors (M; 10) zu steuern, der eine Lenkhilfskraft an einen Lenkmechanismus (1, 2, 4, 5a, 5b, 7, 8) abgibt, entsprechend einem Wert (E) eines Stromsteuersignals, das aus einem Lenkkrafthilfsvorgabewert (I_{ref}) berechnet wird, der auf der Grundlage eines Lenkdrehmomentsignals berechnet wird, das zumindest auf eine Lenkwelle (2) einwirkt, und auf der Grundlage eines festgestellten Motorstromwertes (I), wobei die Steuervorrichtung für das elektrische Lenkservosystem aufweist:

eine Motortreibervorrichtung (41), welche eine Stromversorgung (14) über die Eingangsklemmen einer H-Brückenschaltung anlegt, die durch Verbindung von vier Halbleiterelementen (FET1, FET2, FET3, FET4) und Anschluß des Motors (M; 10) an die Ausgangsklemmen der H-Brückenschaltung gebildet wird, wobei zwei Halbleiterelemente (FET1, FET4) paarweise in einem ersten Arm und zwei Halbleiterelemente (FET2, FET3) paarweise in einem zweiten Arm der H-Brückenschaltung vorgesehen sind; und eine Steuervorrichtung (45) zum Treiben der Halbleiterelemente (FET1, FET4) des ersten Arms mit einem PWM-Signal, das ein erstes Tastverhältnis (D1) hat, das auf der Grundlage des Werts (E) des Stromsteuersi-

gnals festgelegt wird, und zum Treiben der Halbleiter-
elemente (FET2, FET3) des zweiten Arms mit einem
PWM-Signal, das ein zweites Tastverhältnis (D2) hat,
das eine Funktion (f) des ersten Tastverhältnisses (D1)
ist.

2. Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß der Motorstromwert (I) an die Rückkopplungssteuervorrichtung (24, 25, 26, 27) als ein Motorstrommeßwert (i(dct)) rückgekoppelt wird, der durch das zweite Tastverhältnis (D2) kompensiert ist.

3. Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch: eine Motorwinkelgeschwindigkeitsermittlungsvorrichtung (28) zur Ermittlung einer Winkelgeschwindigkeit (ω) auf der Grundlage einer Batteriespannung (Vb), einer Motorklemmenspannung (Vm), die auf der Grundlage des ersten Tastverhältnisses (D1) und des zweiten Tastverhältnisses (D2) bestimmt wird, und eines Motorstrommeßwertes (i(dct)), der durch das zweite Tastverhältnis (D2) kompensiert ist.

4. Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß das erste PWM-Signal mit dem ersten Tastverhältnis (D1) und das zweite PWM-Signal mit dem zweiten Tastverhältnis (D2) unabhängig an die Motortreiber-
vorrichtung (41) ausgegeben werden.

5. Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem nach Anspruch 4, gekennzeichnet durch:

eine Vorrichtung (45) zur Berechnung des ersten Tastverhältnisses (D1) auf der Grundlage des Wertes (E) des Stromsteuersignals, und zur Berechnung des zweiten Tastverhältnisses (D2) auf der Grundlage einer vorbestimmten Gleichung als Funktion des ersten Tastverhältnisses (D2);

eine Vorrichtung (451, 452) zur Ausgabe des ersten PWM-Signals mit dem ersten Tastverhältnis (D1) durch Eingabe eines Wertes des ersten Tastverhältnisses (D1); und

eine Vorrichtung (451, 453) zur Ausgabe des zweiten PWM-Signals mit dem zweiten Tastverhältnis (D2) durch Eingabe eines Wertes des zweiten Tastverhältnisses (D2).

6. Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, daß die vorbestimmte Gleichung gegeben ist durch:

$$D2 = a \cdot D1 + b$$

wobei D2 das zweite Tastverhältnis ist, D1 das erste Tastverhältnis, und a und b Konstanten sind.

7. Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem nach Anspruch 4, gekennzeichnet durch:

eine Berechnungsvorrichtung (451) zur Berechnung eines ersten Tastverhältnisses (D1) als Digitaldaten auf der Grundlage des Wertes (E) des Stromsteuersignals, und zur Berechnung eines zweiten Tastverhältnisses (D2) als Digitaldaten mit der vorbestimmten Gleichung durch Eingabe des Wertes für das erste Tastverhältnis (D1);

eine Vorrichtung (454, 455) zur Umwandlung der Digitaldaten des ersten Tastverhältnisses (D1) und der Digitaldaten des zweiten Tastverhältnisses (D2), die von der Berechnungsvorrichtung (451) ausgegeben werden, in Analogdaten (AD1) des ersten Tastverhältnisses (D1) bzw. (AD2) des zweiten Tastverhältnisses

(D2);

eine Signalerzeugungsvorrichtung (458) zur Erzeugung eines Sägezahnsignals oder eines Dreiecksignals mit einer Wellenlänge entsprechend einem Zyklus eines PWM-Signals; und

eine PWM-Signalausgabevorrichtung (456, 457) zur Umwandlung der Signalform, die von der Signalerzeugungsvorrichtung (458) ausgegeben wird, in ein erstes PWM-Signal, dessen Dauer einer Spannung des Analogsignals (AD1) des ersten Tastverhältnisses (D1) entspricht, und der Signalform des zweiten Tastverhältnisses (D2) in ein zweites PWM-Signal mit einer Dauer entsprechend der Spannung des Analogsignals (AD2) des zweiten Tastverhältnisses (D2).

8. Steuervorrichtung für ein elektrisches Lenkservosystem nach Anspruch 4, gekennzeichnet durch:

eine Vorrichtung (451) zur Berechnung eines Wertes eines ersten Tastverhältnisses (D1) in Digitaldaten auf der Grundlage des Wertes (E) des Stromsteuersignals; eine Vorrichtung zur Umwandlung der Digitaldaten des ersten Tastverhältnisses in Analogdaten des ersten Tastverhältnisses;

eine Funktionssignalerzeugungsvorrichtung (459) zur Erzeugung des Analogsignals (AD2) eines zweiten Tastverhältnisses (D2) auf der Grundlage der Analogdaten (AD1) des ersten Tastverhältnisses (D1);

eine Signalerzeugungsvorrichtung (458) zur Erzeugung eines Sägezahnsignals oder eines Dreiecksignals mit einer Wellenlänge entsprechend einem Zyklus des PWM-Signals; und

eine PWM-Signalwandlervorrichtung (458) zur Umwandlung der Signalform, die von der Signalerzeugungsvorrichtung (458) ausgegeben wird, in ein erstes PWM-Signal mit einer Dauer entsprechend einer Spannung des Analogsignals (AD1) des ersten Tastverhältnisses (D1), und in ein zweites PWM-Signal mit einer Dauer entsprechend der Spannung des Analogsignals (AD2) des zweiten Tastverhältnisses (D2).

Hierzu 21 Seite(n) Zeichnungen

Fig. 7

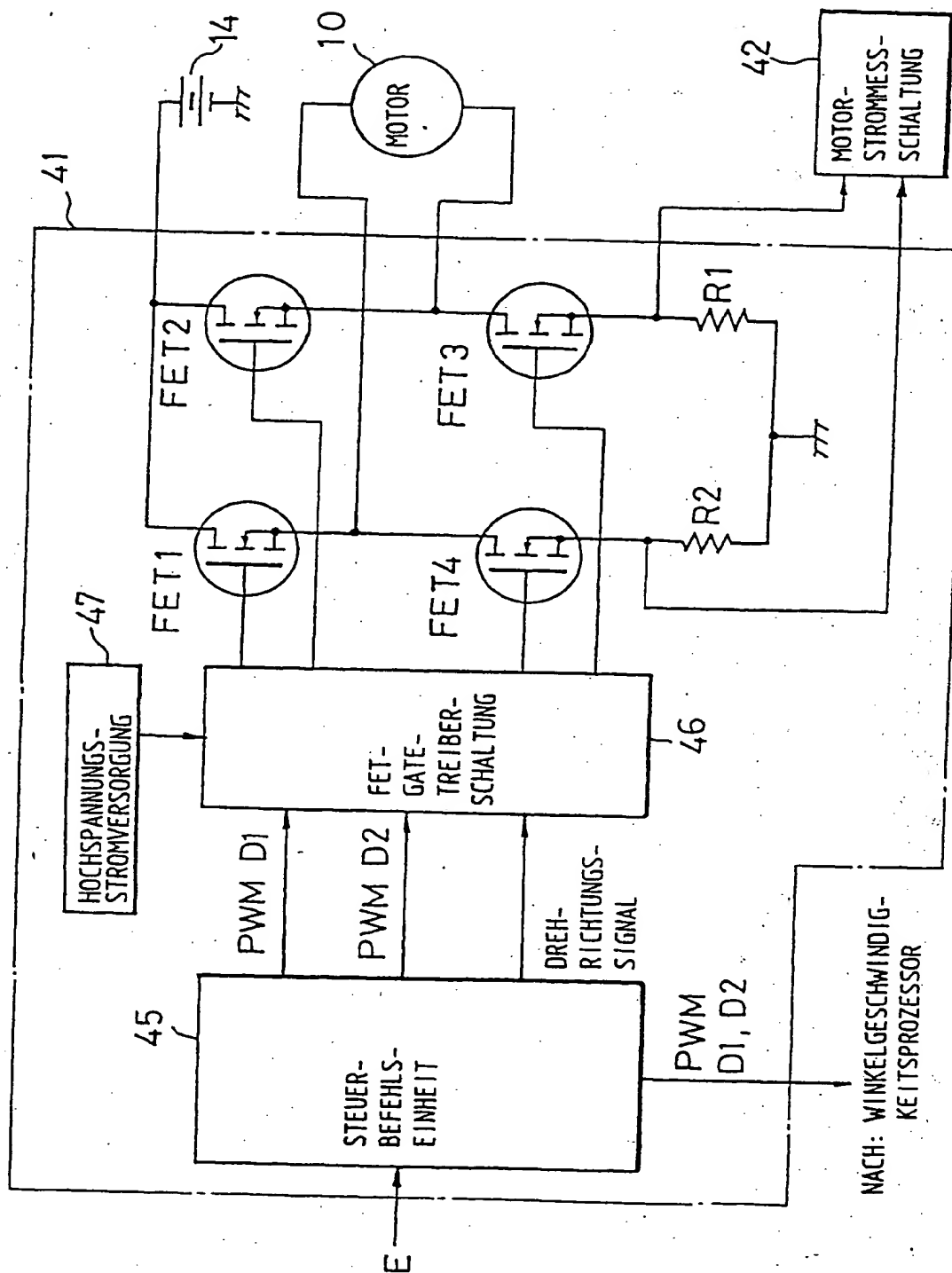


Fig. 1

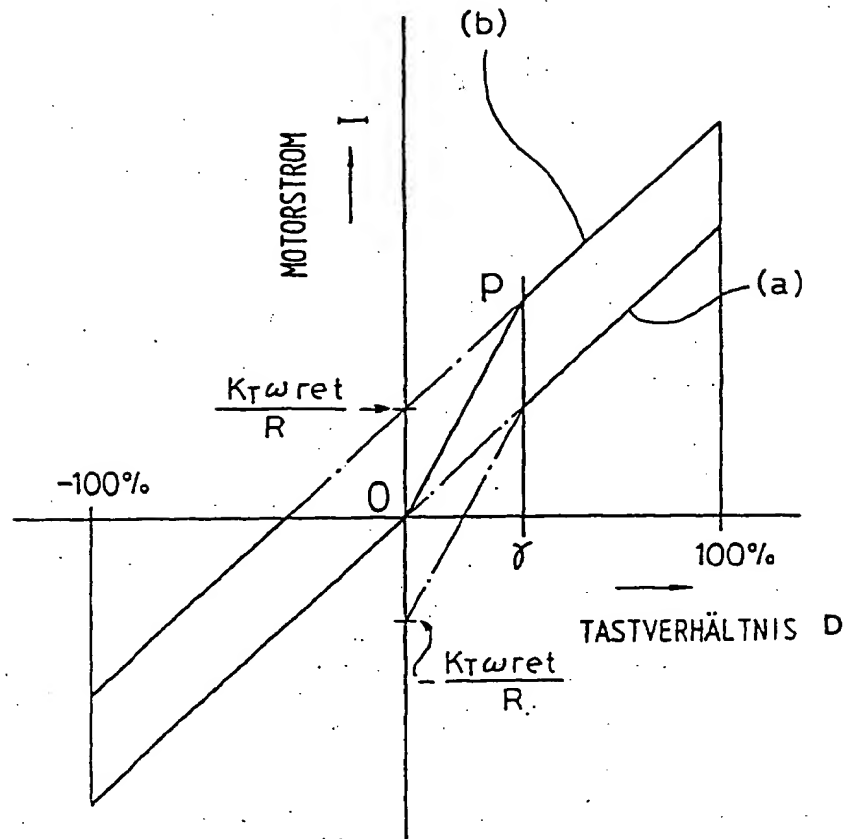


Fig. 2

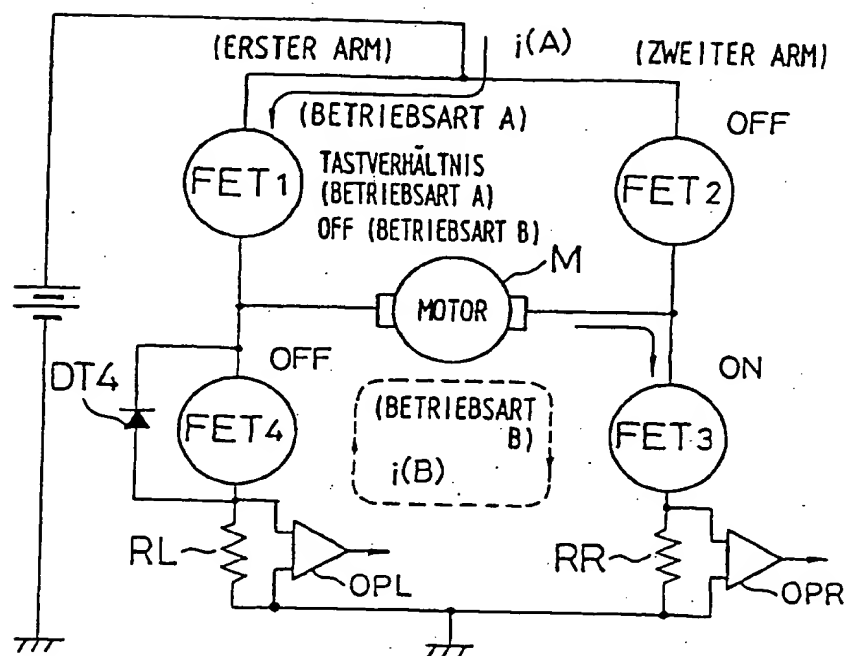
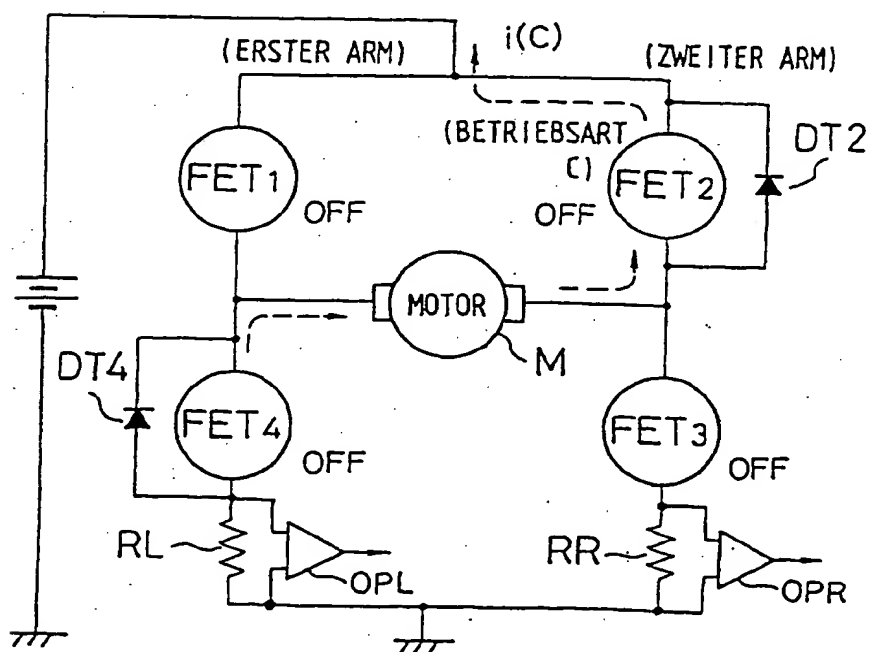


Fig. 3



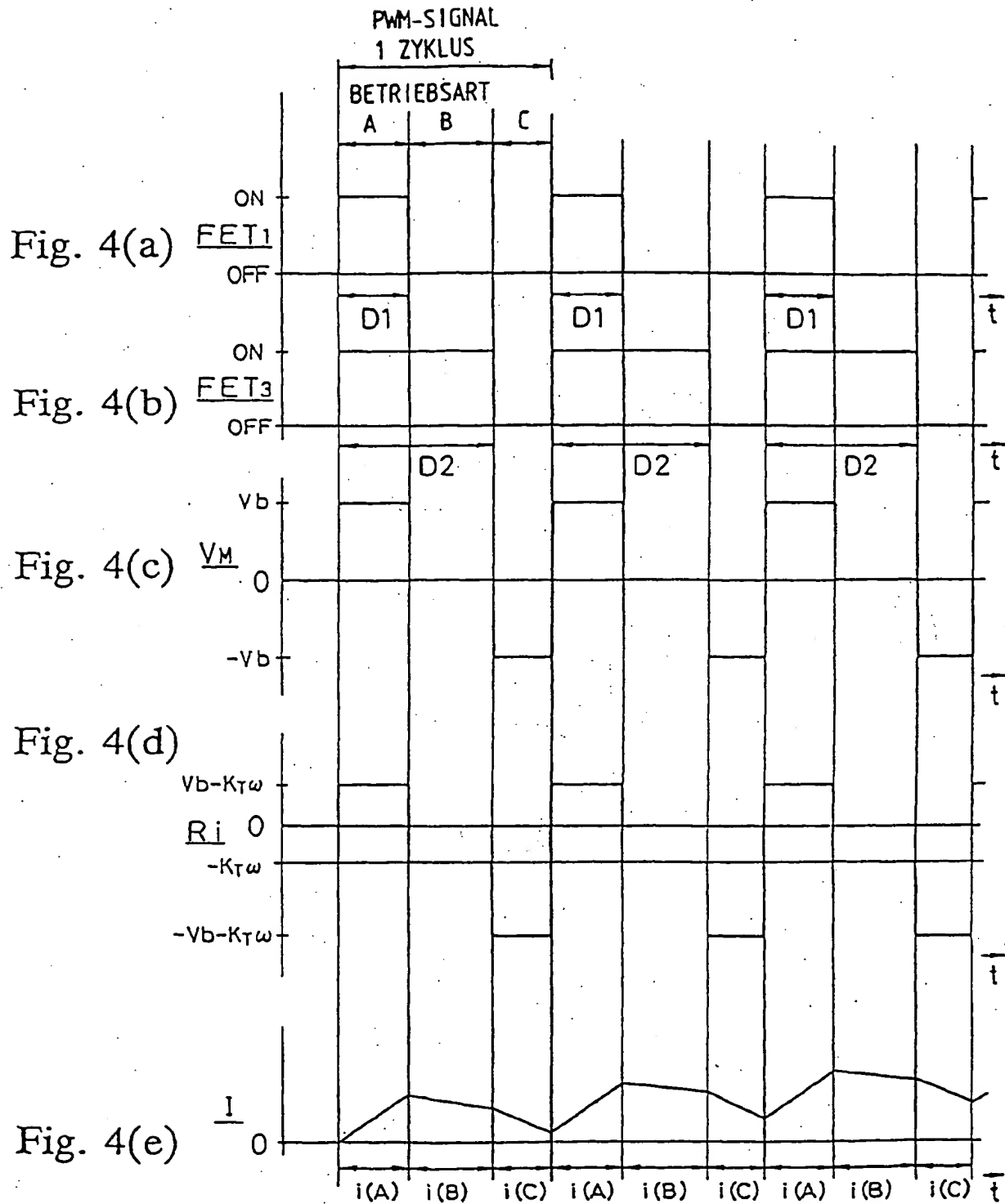


Fig. 5

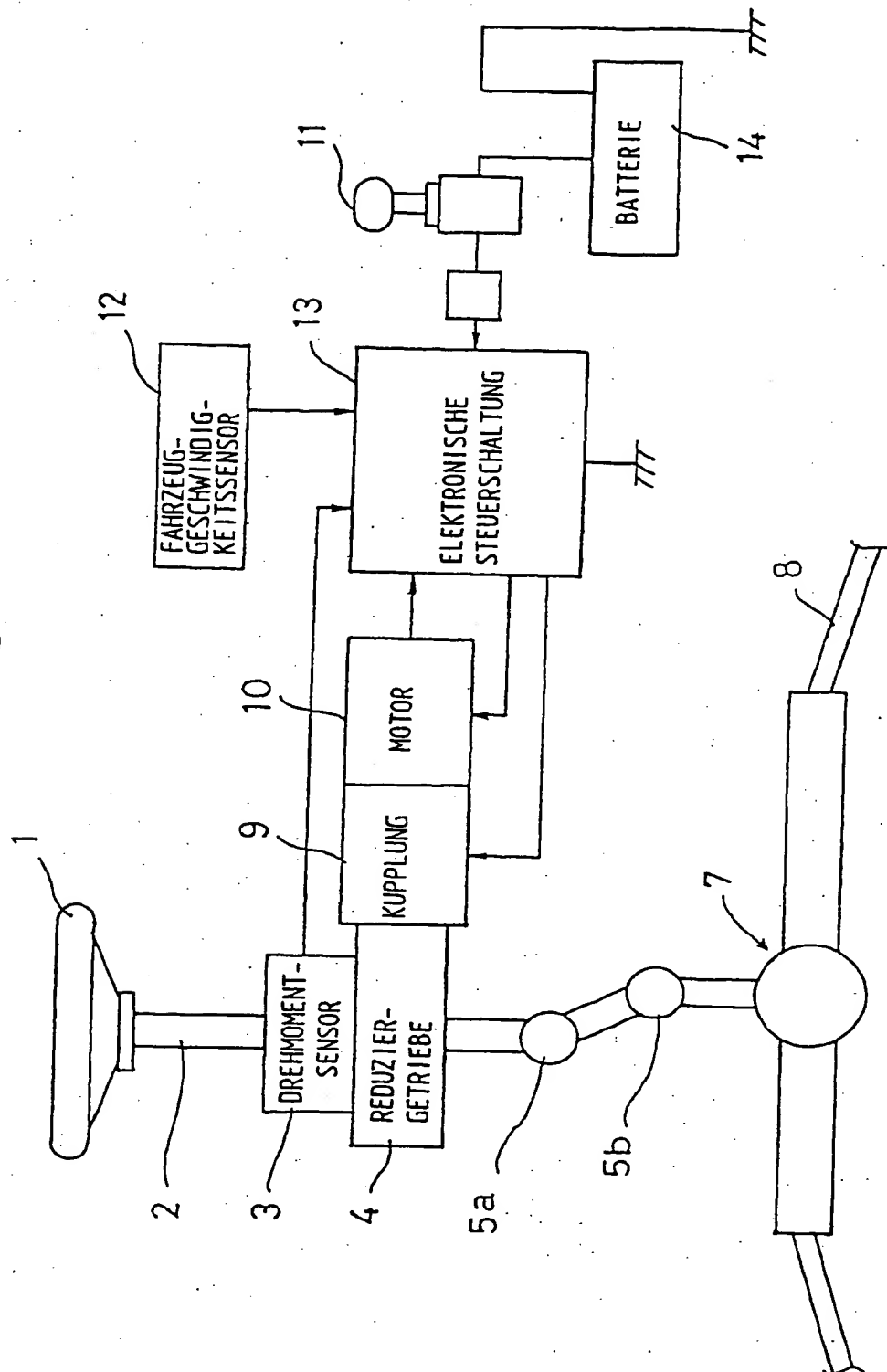


Fig. 6

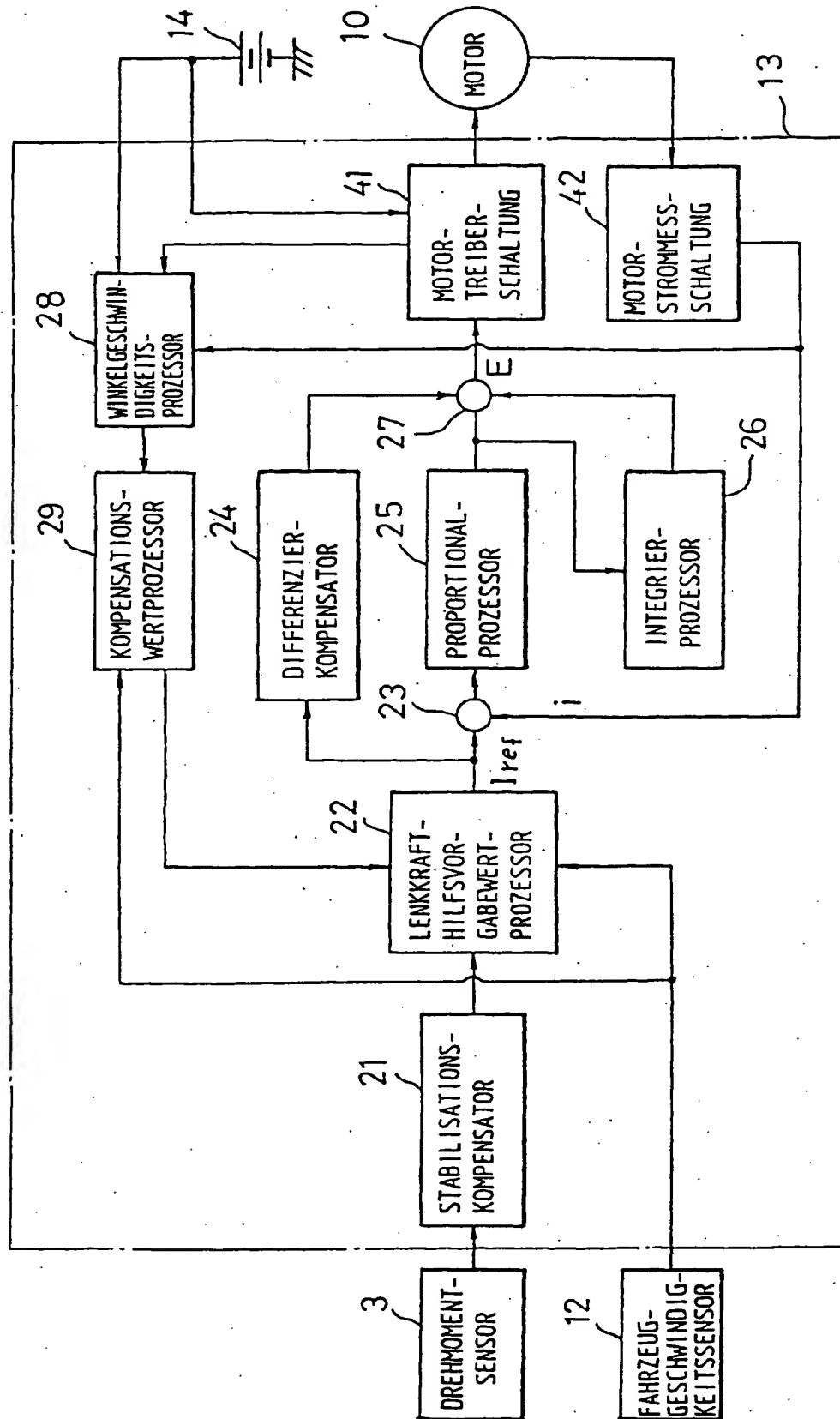


Fig. 8

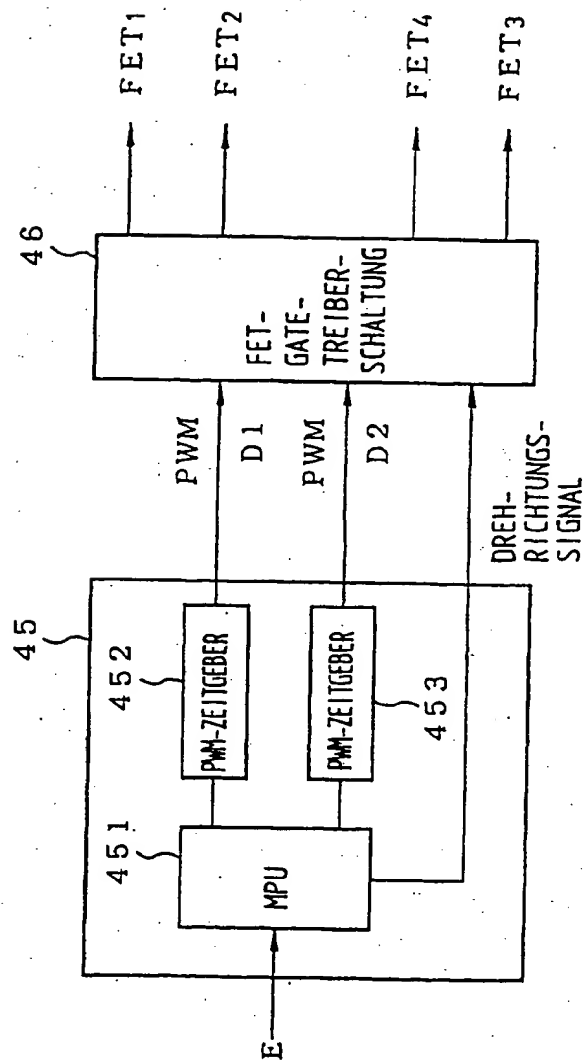


Fig. 9

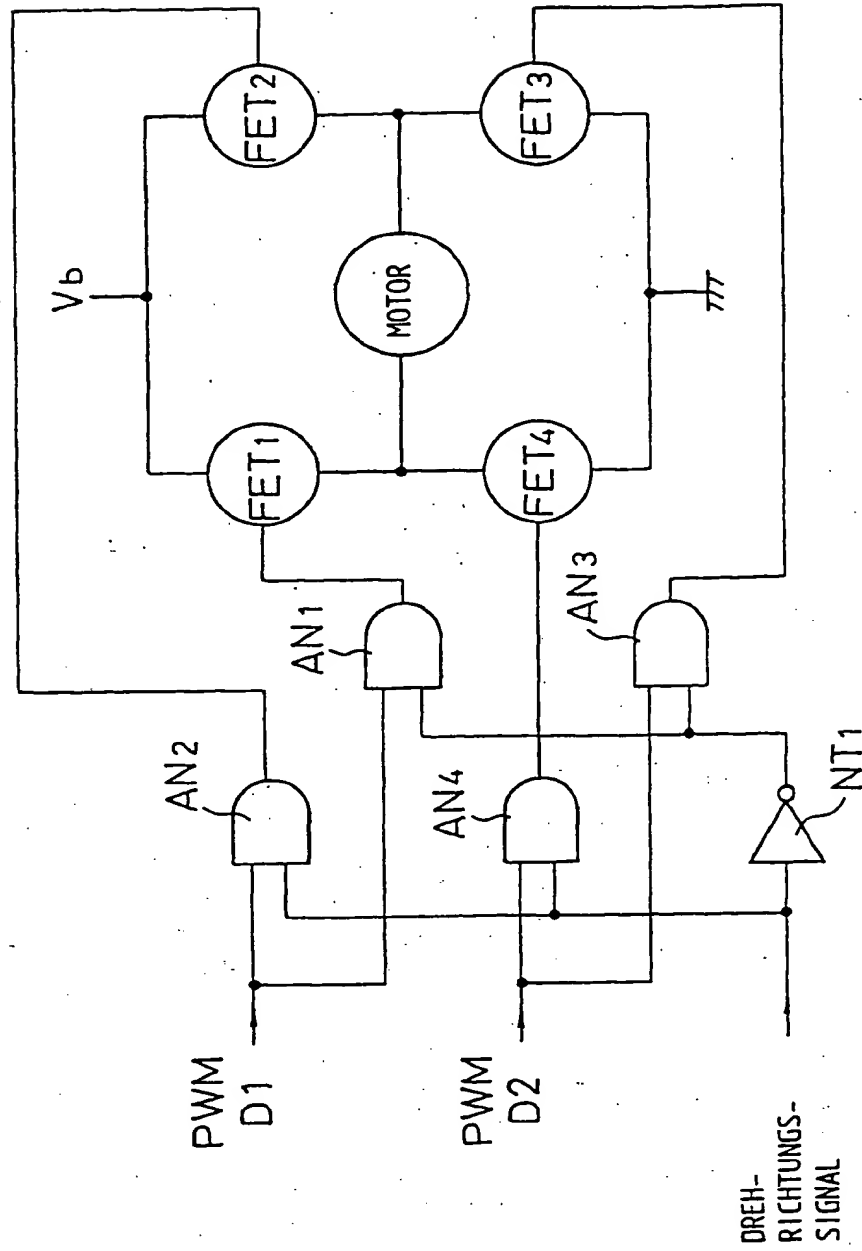


Fig. 10

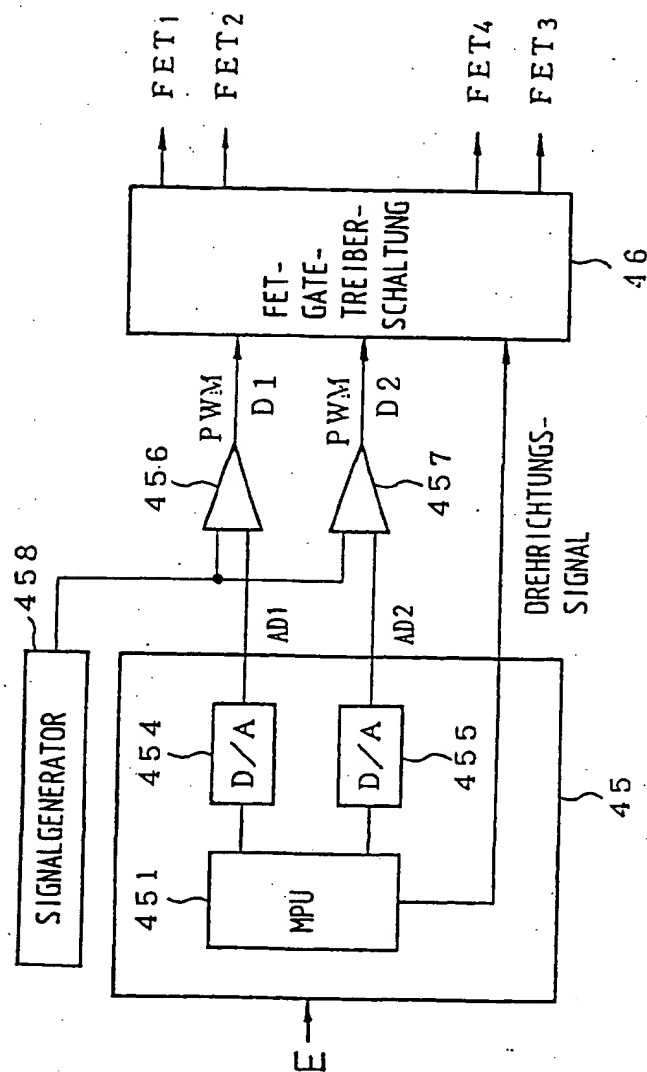


Fig. 11

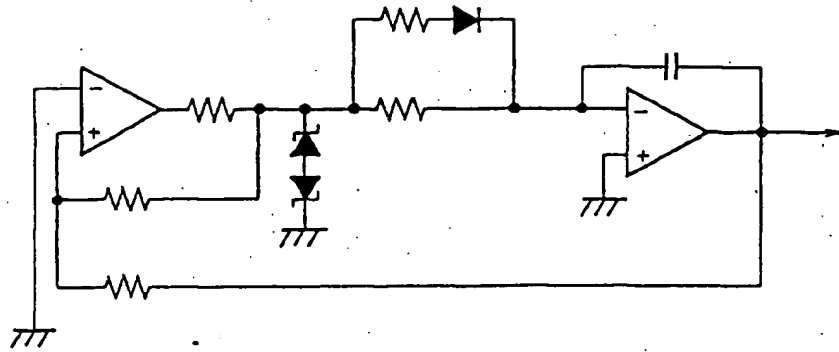
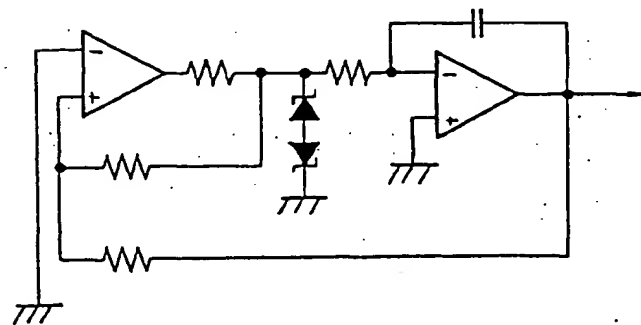


Fig. 12



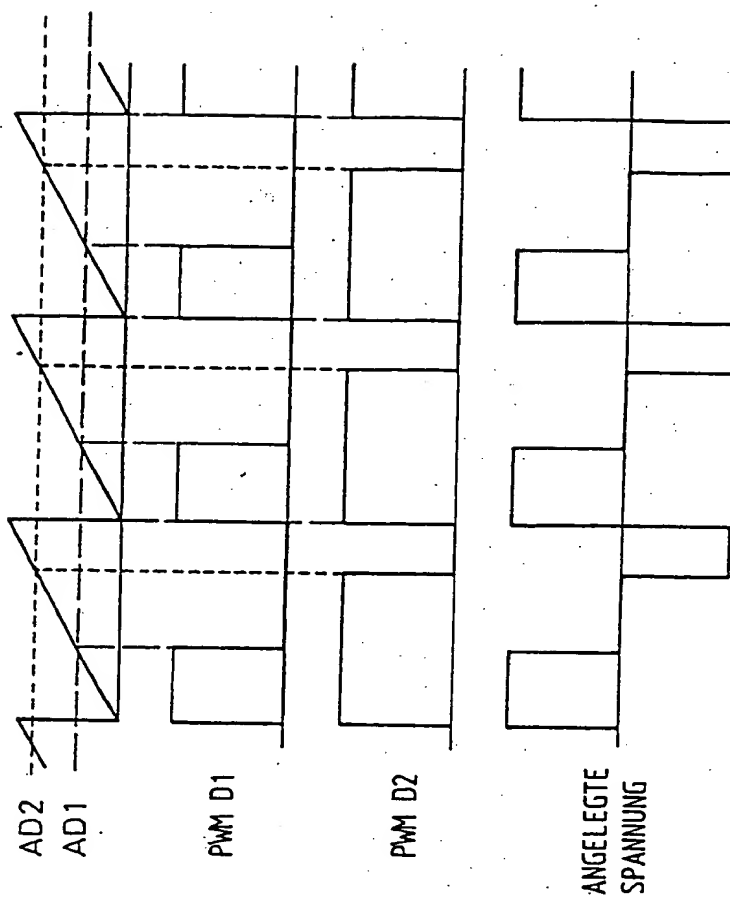


Fig. 13(a)

Fig. 13(b)

Fig. 13(c)

Fig. 13(d)

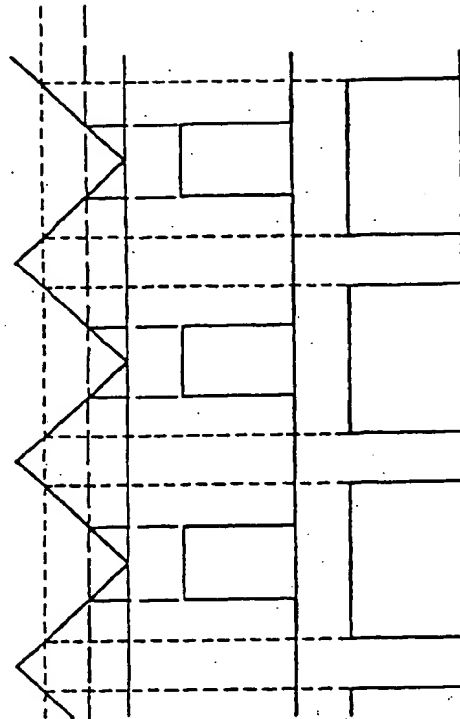


Fig. 14(a)

Fig. 14(b)

Fig. 14(c)

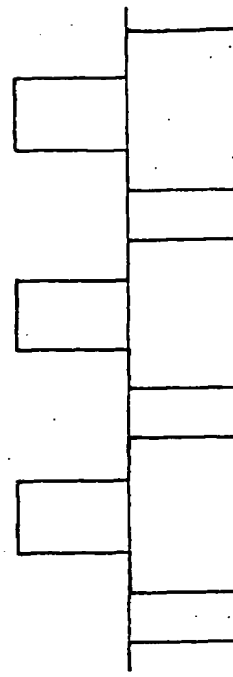


Fig. 14(d)

Fig. 15

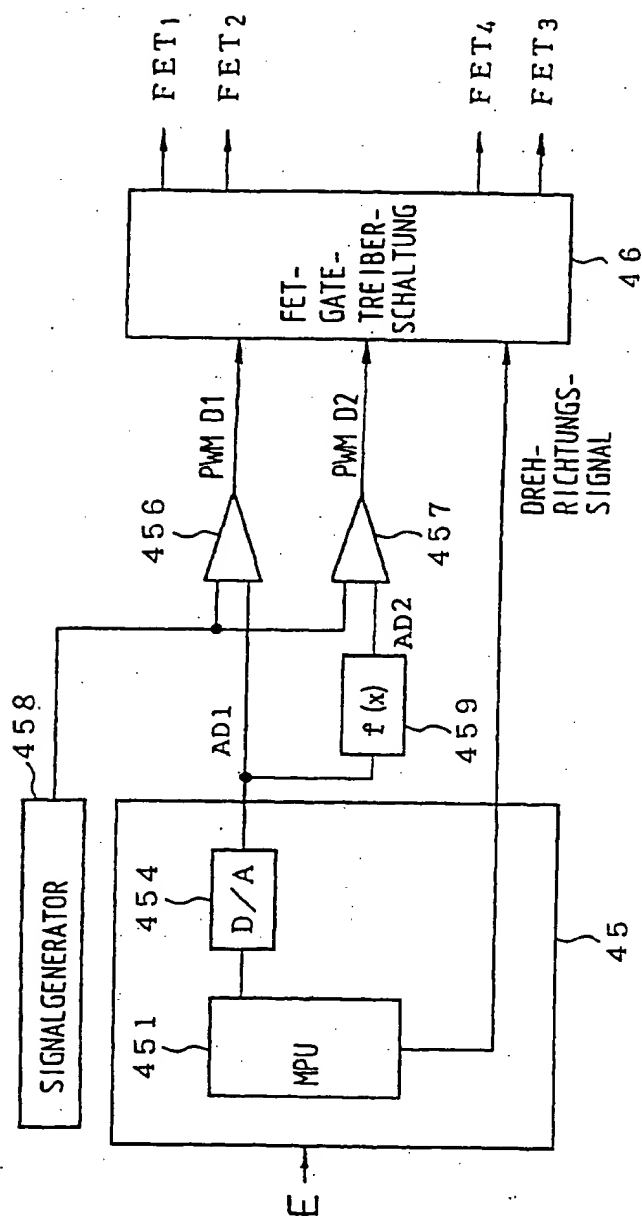


Fig. 16

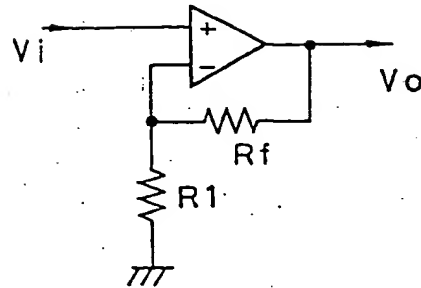


Fig. 17

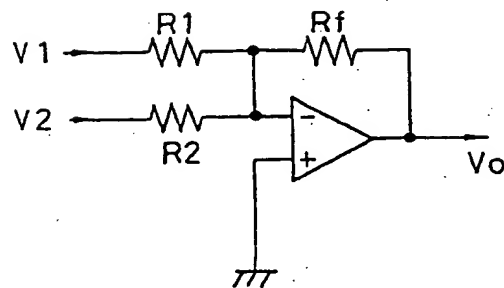
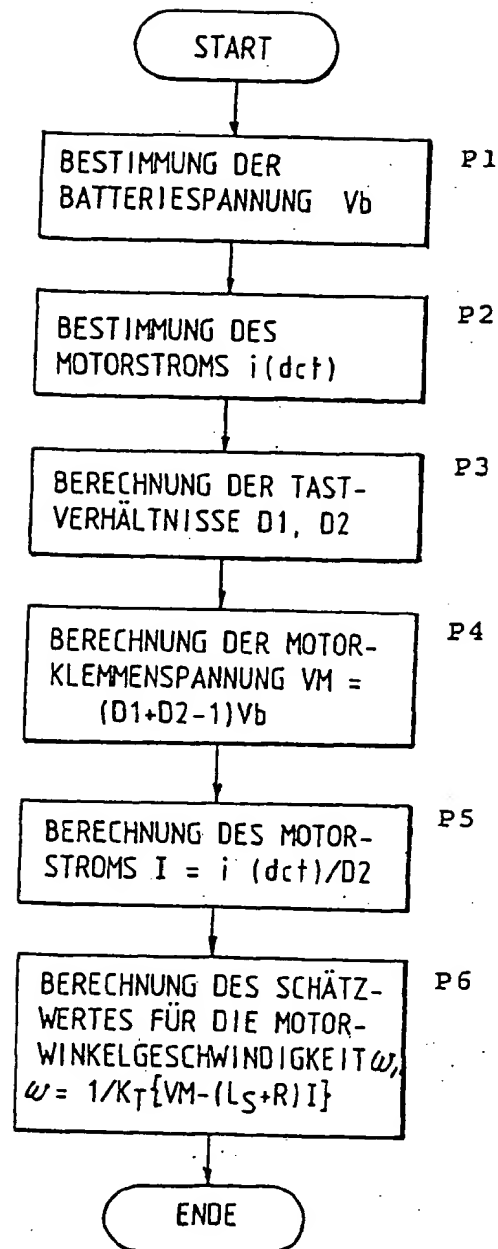


Fig. 18



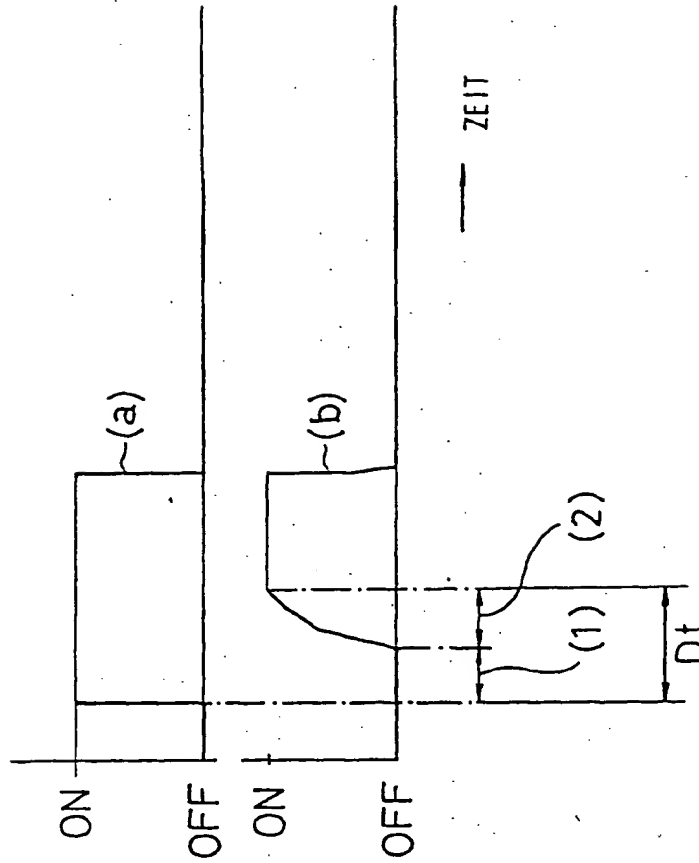


Fig. 19(a)

Fig. 19(b)

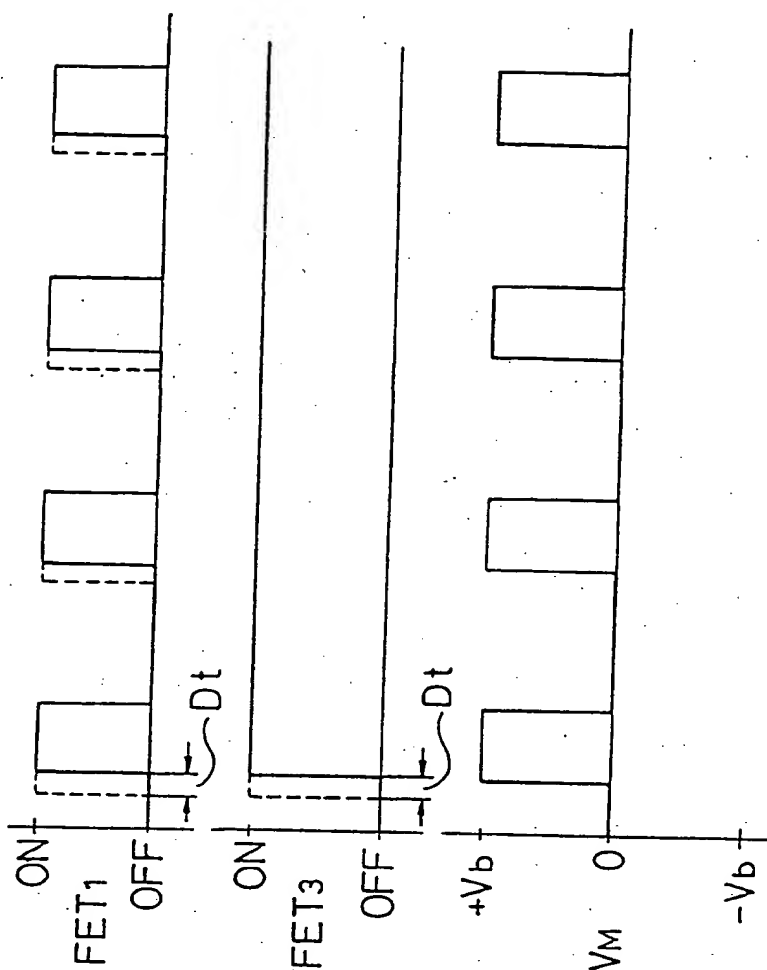


Fig. 20(a)

Fig. 20(b)

Fig. 20(c)

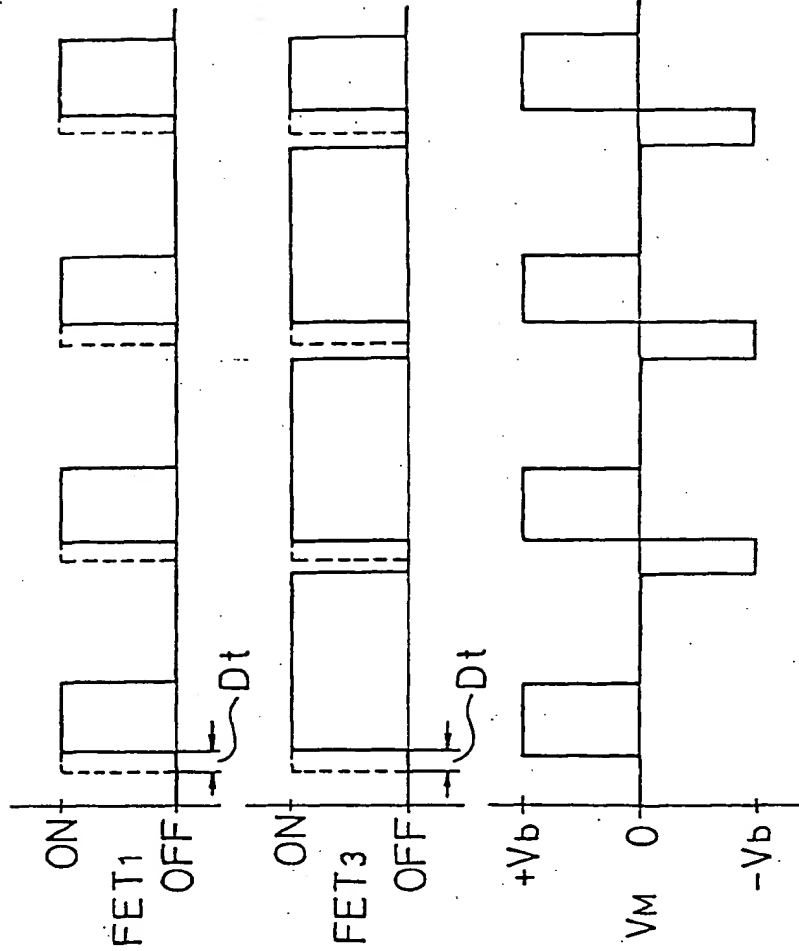


Fig. 21(a)

Fig. 21(b)

Fig. 21(c)

Fig. 22

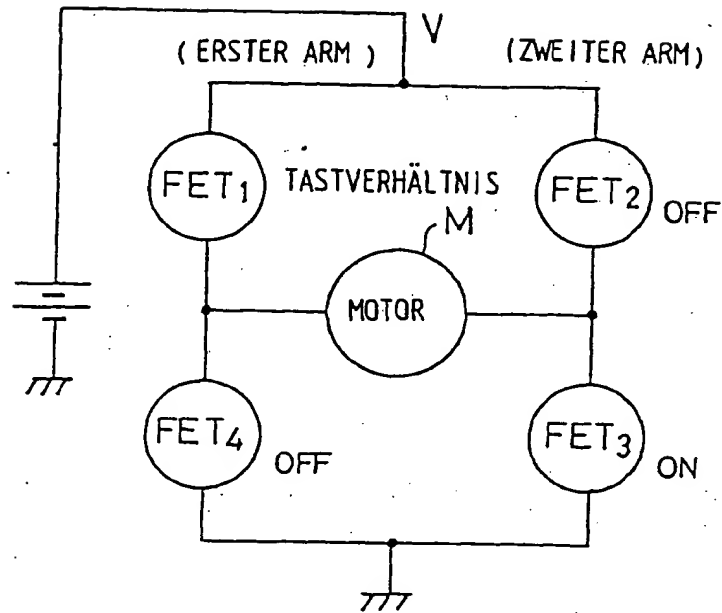


Fig. 23

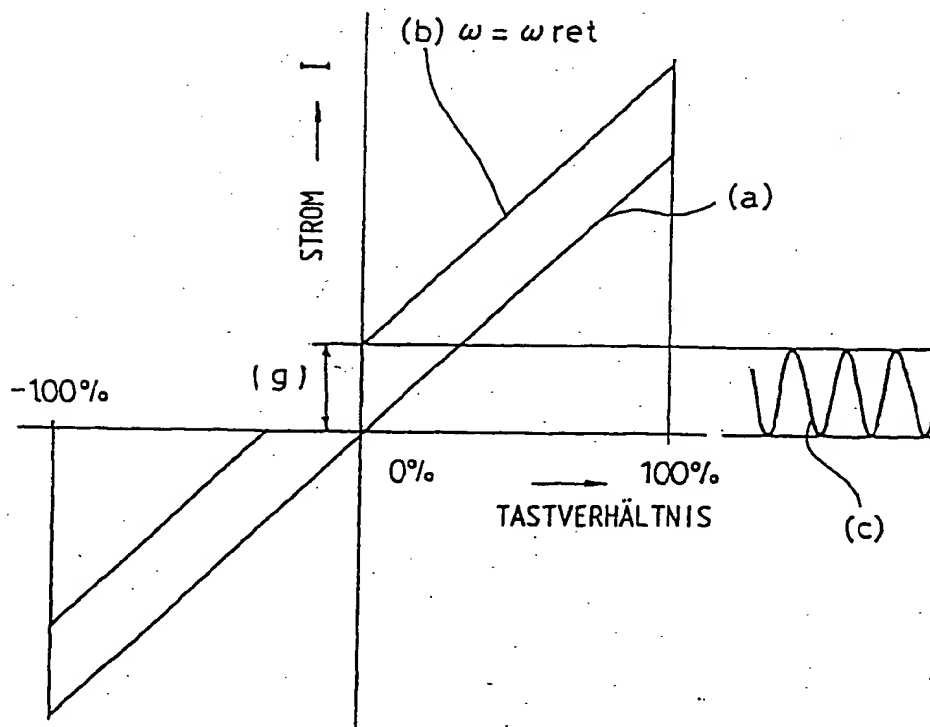


Fig. 24

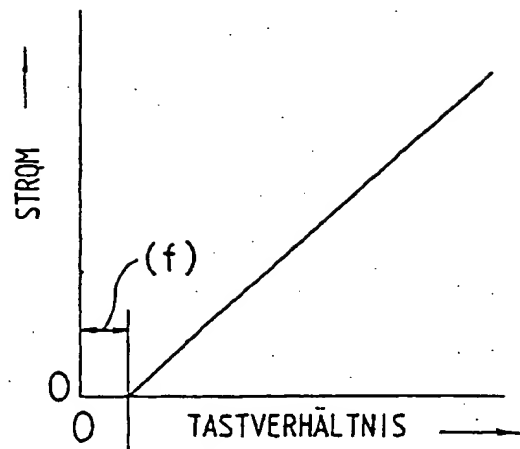


Fig. 25

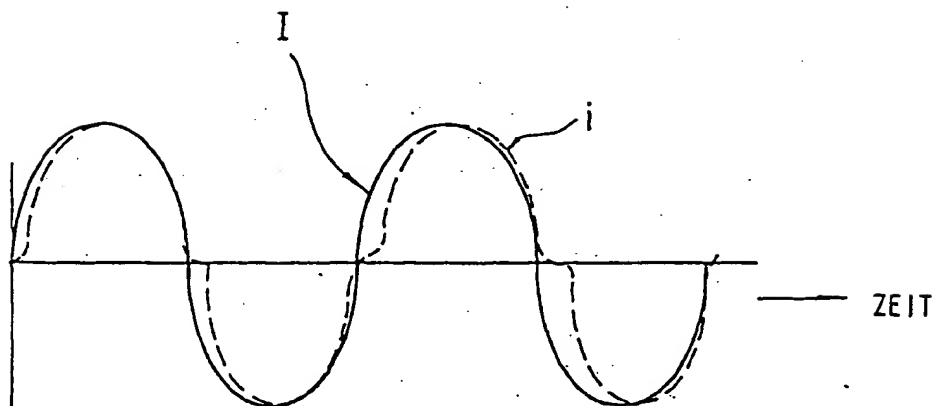
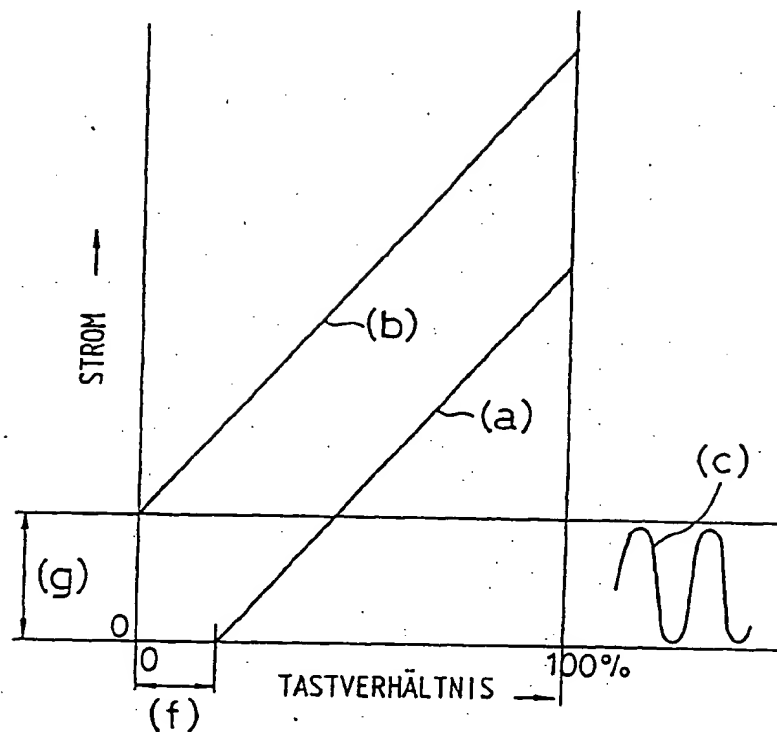


Fig. 26



TRANSLATION
of Official Action of February 10, 2004

123PAT469-DE

1. DE 196 39 178 C2

- A. The problem explicitly defined in the application resides in providing an inductance device current control circuit, an information storage device and an inductance device current control method, for expedient driving of a bias magnetic field application device for which an inductance device is used in an information storage device even with a small instruction value of the electric current (cf. page 10, lines 18 to 27)

From the paragraph on page 2 of the description (cf. line 30 to page 3, line 4) a different problem may be deduced which is obviously the objective problem and resides in adjusting the strength of a magnetic field applied to a record carrier for reproduction during the latter so that the level of the reproduction signal is not diminished and reproduction errors are avoided.

- B. Publication 1 has been found with reference to the subject of claim 1.

Publication 1 discloses the principle of driving the coils of a direct current motor (10) (inductance device) by means of an inductance device driving system (cf. Fig. 5, Fig. 6 and Fig. 8 with the respective description passages), said system supplying a predetermined electric current to the coil of the direct current motor (10) in that a pulse width of a voltage (cf. Fig. 14a, 14b and 14c with description) applied to the inductance device is changed in accordance with a current instruction value E. The system here comprises

a current detection section (42) which detects the electric current flowing through the inductance device (10);

a comparison section (23) which compares a detection current value detected by the current detection section (42) with the current instruction value;

a current control section (46) which switches on/off the voltage applied to the inductance according to the comparison result of the comparison section; and

THIS PAGE BLANK (USPTO)

an off-time control section (451, 25, 46) which controls an off time for which the application of the voltage to the inductance device (10) is interrupted according to a current instruction value E (cf. column 12, lines 10 to 63, and Fig. 14a, 14b and 14c with description).

Thus, all the features of claim 1 are already known from publication 1.

Although not explicitly set forth in claim 1, the application of this known principle of driving the inductance of a direct current motor by means of an inductance driving device to the driving of head inductance (inductance device) of a magnetooptical disc apparatus is also not able to substantiate inventive level.

Claim 1 is therefore not allowable because of lack of inventive level of its subject.

After removal of claim 1, the claims 2 to 8 appended thereto are not allowable either, especially since their features are known from publication 1, for example that the off-time control section sets the off time such that the off time becomes longer when the current instruction value is smaller (claim 2) or that the off-time control section sets the off time such the off time becomes shorter when the current instruction value is greater (claim 3) (cf. column 12, lines 10 to 63, and Fig. 14a, 14b and 14c with description), and that the voltage application control section (211) of the inductance device driving system comprises a switching section (222, 223, 224, 225) which controls the application of the voltage to the inductance device from a power source, and a free-wheeling diode (226, 227, 228, 229) which effects that an electric current generated in the inductance device when the switching section switches from an on state to an off state flows into the power source (claim 8) (cf. likewise publication 1, Figs 5 and 6 with the corresponding description passages).

- C. Claim 9 is worded as independent claim and directed to an information storage device.

A requirement of independent claims is however that they contain a solution of the technical overall problem which is different from the solutions set forth in the other independent claims (in this case claim 1)

THIS PAGE BLANK (USPTO)

However, claim 9 substantially repeats the features of claim 1. It is however obvious to the person skilled in the art, needing no inventive effort, to apply a magnetic field generated by the magnetic field application section (35), driven in accordance with publication 1, to a record carrier if necessary, weighing up the advantages and disadvantages.

Claim 9 is therefore not allowable, firstly because of its unjustified wording as independent claim and secondly at least because of lack of inventive level of its subject (cf. A).

After removal of claim 9 the claims 11 to 16 appended thereto are not allowable either, especially since no inventive matter can be seen in them either.

- D. Claim 17 is worded as independent claim and directed to an inductance device driving method.

It must be remembered when choosing the patent category (device/ method) that with claims of several categories it is necessary for the claim of the one category to add something to the claim of the other category, that is to further develop the invention idea (cf. Benkard, Patent Law, 8th edition, § 35, marginal No. 76).

However, the mere repetition of statements of effect of a claimed subject (in this case claim 1) is obvious matter and does not add anything.

Claim 17 is therefore not allowable, firstly because of its unjustified wording as independent claim and secondly because of lack of novelty (cf. A) of its subject.

After removal of claim 17 the claims 18 to 20 appended thereto are not allowable either, especially since no inventive matter can be seen in them either.

- E. Since nothing which might be made the subject of an allowable statement of claim is apparent from the remaining documents either, rejection of the application is to be expected.

Examiner for Class G11B

THIS PAGE BLANK (USPTO)